Abschlussbericht

# Sens-O-Thek

Sommersemester 2009

PROJEKT LABOR

# Präambel

## Vorwort

Wieder einer dieser Abende... ...der Blick wandert zur Uhr: 23 Uhr. Die Hoffnung noch am gleichen Tag nach Hause zu kommen, an dem man gekommen war, hat man sowieso schon längst aufgegeben. Die Augen bleiben kaum noch von alleine offen und auf dem Tisch liegen noch die Reste vom Fastfood...schon wieder! Noch ein letzter Test. Diesmal muss es doch funktionieren, wir haben doch alles überprüft. Jemand betätigt den Schalter der Spannungsquelle...und es funktioniert! Plötzlich strahlen alle. Der Ärger der letzten sieben oder acht Stunden ist wie weggeblasen, die Müdigkeit vergessen und der Magen knurrt auch nicht mehr. Der Moment auf den man so lange hingearbeitet hat, der Moment in dem es einfach funktioniert. Da ist er! Aber beginnnen wir mal von vorne...

...Projektlabor 2009. 50 Studenten wollten zusammen ein Projekt realisieren. Eine Idee war schnell gefunden: Eine Theke, die jede Party zum Ereignis macht, ein absolutes Muss. Schnell wurde klar, was diese Theke alles können soll: Sie soll den Füllstand und die Temperatur von abgestellten Getänken registrieren und auch anzeigen, denn was gibt es schlimmeres auf einer Party, als leere Getränke und warmes Bier? Bier?! Na klar! Eine vollautomatische Ausschenkanlage muss her und am besten gleich eine Füllstandsanzeige für das Fass, damit auch der Nachschub immer gewährleistet werden kann. Und Musik natürlich, ohne Musik gehts nun wirklich gar nicht. Ein paar Lichteffekte wären natürlich auch nicht schlecht, eine Lichtorgel zum Beispiel und ein beleuchteter Schriftzug darf auch nicht fehlen. Aber was ist, wenn sich keiner zur Theke traut? Dann muss die Theke eben dafür sorgen, dass die Leute zu ihr kommen: Ein Lockmodus! Das ist es! So soll es werden.

Und schon gings los! Fünf verschiedene Teilprojekte kristallisierten sich heraus: Sensorik und Getränke, Spannungs- und Stromversorgung sowie Abstandssensorik, Sound und Lichtorgelansteuerung, Getränkeausgabe und Alkoholtest und Licht und Anzeige. Diese fünf Gruppen arbeiteten nun auf das eine gemeinsame Ziel hin.

In der Modulbeschreibung hieß es „mindestens 10 Stunden Aufwand pro Woche“. In den ersten Wochen konnte man über die ständigen Warnungen der Betreuer nur schmunzeln, doch später wurde uns klar, dass wir alle den Aufwand unterschätzt hatten. „10 Stunden Aufwand pro Woche“?! 6 Stunden pro Tag waren keine Seltenheit. Viele Studenten standen von Morgens bis Abends in den Laboren, die anderen Vorlesungen und Übungen wurden vernachlässigt, gegessen wurde nur noch in der Uni und sein Zuhause sah man häufig nur noch zum Schlafen.
Lange Abende und Nächte, die mit Fehlersuche und Schaltungsoptimierung verbracht wurden, haben vielen Leuten die Nerven gekostet. Es gab aber auch sehr viele lustige und spaßige Momente, z.B. bei den Partys oder zahlreichen Testläufen und auch trotz des hohen Aufwandes, mit der Laborarbeit und den vielen Hausaufgaben war es immer eine Freude, Donnerstag von 14-18 Uhr zum Projektlabor zu gehen. Es war sehr viel Teamfähigkeit und Kommunikation zwischen den fünf Gruppen gefragt, um das Projekt so umzusetzen, wie es geplant war.

In dem sonst so theoretischen Studium war die praktische Tätigkeit im Projektlabor eine angenehme Abwechslung, in der wir die weite Welt der analogen Elektrotechnik von ihrer praktischen Seite näher kennengelernt haben.

Ein großes Dankeschön gilt allen Betreuern, die es uns ermöglicht haben, fast rund um die Uhr am Projekt basteln zu können und uns bei vielen Fragen mit Rat und Tat zur Seite standen.

Nun wünschen wir allen Lesern viel Spaß mit dem Abschlussbericht des Projektlabors SoSe 2009.

***Paul Haase, Inna Kübler, Ulrich Pötter***
Berlin, Juni 2009

## Beteiligte

Hier sind alle Beteiligten des Projektes in ihren Gruppen in alphabetischer Reihenfolge aufgelistet.

| Gruppe 1 | Gruppe 2 | Gruppe 3 | Gruppe 4 | Gruppe 5 |
|---|---|---|---|---|
| **Sven Backhove** | **Mike Schmiedel** | **Michael Schlüter** | **Adam Rämer** | **Erik Liebig** |
| Jan Böcker | Christian Brüning | Ahmed Chahrour | Marc Bathe-Peters | Sophie Dunsig |
| Alexander Bittner | Marcel Couvé | Omar Cherif | Isaac Fothio Kaffa[1] | Stephan Fähse |
| Sebastian Bremer | Zied Gadacha | Tim Faber | Sven Hartmann | Paul Haase |
| Jörg Ferdinand | Taras Goula | Tina Gruhl | Guido Hintze | Lillian Ho |
| Robert Franke | Kiril Klein | Stefanie Lehmann | Max Huhnn | Jörg Jungblut |
| Benjamin Freudenberg | Florian Esterl | Daniel Menzel | Kevin Krönert | Inna Kübler |
| Philipp Knieling | Igor Kovalev | Patrick Prella | Steffen Schäperkötter | Meijun Liu |
| Marian Leifert | Huu Thanh Ha Le | Mathis Schmieder | Jan van Gülpen | C. Ulrich Pötter |
| Mantas Sakalas | Hai Le Dang | Patrick S. Seiler | Matthias Waschicek | Kay Schütze[1] |
| Steven Schmidt | Antonio Pavič | Ahmed Siručić | | Björn Holger Stallenberger |

Zusätzlich als Betreuer ohne feste Gruppe: Christian Brose, Paul-Phillip Knust, Stefan Seifert, Stefan Straube, Daniel Triebs



[1] Diese Studenten haben leider vorzeitig aufgehört

# Inhaltsverzeichnis

# Abbildungsverzeichnis

# Allgemeines

## 1. Liste der verwendeten Symbole

Nachfolgend sind im Bericht verwendeten Symbole aufgelistet. Diese sind nicht vollständig und werden durch die DIN EN 60617 „Graphische Symbole für Schaltpläne“ ergänzt.[2]

| Symbol | Bedeutung |
|---|---|
| | (Strom-)Verstärker [AB-Gegentaktendstufe] |
| | Gleichrichter |
| | Hochpass |
| +1 | Impedanzwandler |
| | Musikquelle |
| | Spannungs- / Operationsverstärker |
| | dynamischer Lautsprecher |
| | Piezo-Lautsprecher |
| | Tiefpass |

[2]Hier aufgeführt sind nur die für den geneigten Durchschnittsleser nicht gängigen Smybole - alle weiteren lassen sich in der DIN60617 nachlesen.

# Bedienung und Wartung

## 1. Bedienungsanleitung

Damit die Zapfanlage gut und lange funktioniert sind folgende Punkte zu beachten:

### 1.1 Zapfanlage

Der sich unter dem Zapfhahn befindliche weiße Sockel dient als Aufnahme für das Normglas. Dieser sollte so ausgerichtet werden, dass ein sich auf ihm befindliches Normglas direkt unter dem Einfüllstützen und den dahinter angebrachten Abstandssensor liegt.

Um den Zapfprozess in Gang zu setzen sind folgende Schritte durchzuführen:

1. Glas in die Vertiefung, die sich in dem weißen Teflonsockel befindet stellen
2. In die Öffnung des Alkoholtester aus einer Entfernung von 10-15cm etwa 3 Sekunden pusten.

Nun sollte das Bier gezapft werden. Die Beendigung des Zapfvorgangs wird durch ein „Bing“ angekündigt.

Sollte es zu keinem Zapfvorgang kommen, ist zu Überprüfen, ob das Glas korrekt im Sockel steht. Ist dies der Fall, ist die Atemalkoholkonzentration des Benutzers zu hoch. Für einen neuen Versuch ist das Glas vom Sockel zu entfernen und 5 Sekunden zu warten. Danach kann wieder bei Punkt 1 begonnen werden.

Sollten es sich keine nüchternden Personen mehr zum Bierzapfen finden, lässt sich das Signal des Alkoholtesters mit dem Schalter „Alkohol“ überbrücken.

Sollte das Fass in der Zapfanlage leer sein ertönt ein anhaltender Warnton. Dieser lässt sich mit dem Schalter „Fass“ der sich auf der Oberseite der Theke befindet ausschalten.

Um das Fass zu wechseln ist es nötig den Deckel der Zapfanlage zu entfernen. Danach muss die nun offenliegende Steckverbindung des Servos getrennt werden. Ebenso die des Entfernungsmessers, die sich auf der Unterseite des Zapfgestänges befindet. Jetzt kann das alte Fass samt Zapfgestänge entnommen werden und ein neues Fass installiert werden. Die Anleitung hierfür befindet sich je nach Typ auf der Oberseite des Fasses. Normalerweise muss man auf der Oberseite des Fasses eine Lasche entfernen, danach lässt sich das Zapfgestänge langsam in das entstandene Loch einführen. Jetzt stellt man das Fass samt Gestänge wieder zurück in seine ursprüngliche Position. Jetzt ist es noch nötig die eben getrennten Steckverbindungen wieder zusammenzuführen, dabei erkennt man an den farblichen Markierungen der Kabel wie herum man den Stecker aufsteckt. Nun legt man noch den Deckel oben drauf und einem weiteren Zapfvergnügen steht nichts mehr im Weg.

Nach mehrmaligem Benutzen der Zapfanlage ist darauf zu achten das der Sockel für das Bierglas trocken ist.

### 1.2 Sensorik/Getränke

Der Betrieb der Anlage sollte in einem Temperaturbereich von 0 bis 45°C erfolgen. Da ansonsten die Anzeige der Außentemperatur nicht mehr ordnungsgemäß funktioniert.

### 1.3 Stromversorgung

Zum Betrieb der Anlage muss sie an das 230V Netz angeschlossen werden.

### 1.4 Lichtorgel

Bei der Filteranordnung kann über Potentiometer die Verstärkung pro Kanal eingestellt werden (und somit quasi die Aktivierungsschwelle und -stärke des Ansprechens der Leuchtdioden).

### 1.5 Verstärker

Der Verstärker verfügt über einen handelsüblichen 3,5 mm-Klinkeanschluss in Stereo-Ausführung (Kabel sind nicht im Lieferumfang enthalten, können aber günstig nachbestellt werden - am besten direkt auf dem beiliegenden Bestellzettel eintragen!)
Über das Potentiometer kann die Lautstärke geregelt werden. Für mobile Endgeräte mit größerem Ausgangspegel durch einen Kopfhöhrerausgang, wie handelsübliche MP3-Player, gibt es zusätzlich noch einen Dämpfungsschalter, um Übersteuerungen zu verhindern und trotzdem die Möglichkeit zu geben, den gesamten Regelungsbereich des Potentiometers zu nutzen.

## 2. Wartungsanleitung

Damit die Sensothek auch lange ihren Dienst verrichtet sind gewisse Punkte zu beachten, zudem sind einige Hinweise gegeben, wie man bei einem Fehler vorgehen kann um ihn zu beheben.

Grundsätzlich ist die Tischoberfläche sauber zu halten und regelmäßig abzuwischen.

### 2.1 Zapfanlage

Der weiße Sockel der sich unter der Zapfanlage befindet ist öfters zu reinigen, damit sich kein Bier in ihm sammelt und in die Elektronik, die sich in ihm befindet vordingt. Sollte es dennoch dazu kommen, dass der Sockel eine größere Menge Bier abbekommt, entferne man zunächst das in ihm befindliche schwarze Stück Kunststoff und reinige diese, sowie das Innere des weißen Sockels. Sollte es passieren das der sich im weißen Sockel befindliche FSR zerstört ist, kann man ihn austauschen. Dazu entfernt man die Klebestreifen über dem FSR und tauscht ihn aus. Beim Einsetzen des Drucksensors ist darauf zu achten, dass der Sensor genau in der Mitte liegt und das Loch auf dem Rand der schwarzen Kunststoffscheibe in die Richtung der Kabel zeigt.

Ein weiterer FSR zur Gewichtsbestimmung des Fasses befindet sich unterhalb der Zapfanlage, deswegen sollte dieser Teil auch trocken gehalten werden ist es nötig ihn zu wecheseln muss man lediglich die Klebestreifen über dem FSR, auf der Unterseite der Zapfanlage, entfernen. Auch hier ist die exakte Anbringung des Sensors wieder wichtig, da sonst eine Korrektur der Schaltung erfolgen muss.

Der Abstandssensor der die Füllhöhe des Bieres bestimmt sollte trocken sein und nicht mit Bierschaum bedeckt. Ist er in Kontakt mit dem Bierschaum gekommen sollte man diesen entfernen bevor man einen neuen Zapfvorgang startet.

Beim Alkoholtester ist darauf zu achten, dass sich beim Anblasen der sich ihn ihm befindliche Ventilator dreht. Ist dies nicht der Fall, z.B. durch das Eindringen eines Fremdkörpers in den Rotor, lässt sich die Plexiglasscheibe auf der Rückseite der Box entfernen und das Problem beheben.

### 2.2 Sensorik/Getränke

Die 7-Segmentanzeige die die Außerntemperatur anzeigt, sollte immer mit ihrer Logikplatine verbunden sein, damit sie funktioniert. Sollte eine falsche binäre Codierung der Außentemperatur vorliegen sind die Spannungen am D/A Wandler zu überprüfen. Sollten diese nicht stimmen kann man sie mit Hilfe der Potentiometer nach regeln (siehe Abschlussbericht). An den Messpunkten kann die Funktion der Logikschaltung überprüft werden(Logik 10-40). Die Messpunkte befinden sich genau am Ausgang der OPV´s zwischen Logik und D/A-Wandler. An einen weiteren Messpunkt (DA out) kann die Funktion des D/A-Wandlers überprüft werden. Die dort gemessen Spannungen sollten den folgenden Werten entsprechen (1V,2V,3V,4V).

### 2.3 Licht und Anzeige

Damit damit die LEDs die uns den Status des abgestellten Bieres anzeigen auch gut zu erkennen sind, sollte man ab und zu die Glasscheibe über den LED-Ringen abwischen.

## Gruppe 1
# Sensorik & Getränke

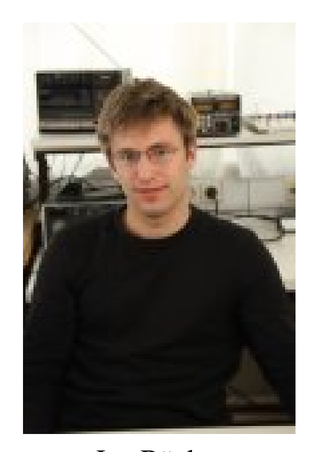
## Inhaltsangabe




**Abstract:**
Die Gruppe Sensorik und Getränke beschäftigte sich mit der Messung der Temperatur und des Gewichts der Getränke auf den Stellflächen. Außerdem wurde eine Außentemperaturmessung entworfen, die die Temperatur über eine 7-Segmentanzeige ausgibt.

***Jan Böcker für die Gruppe 1***

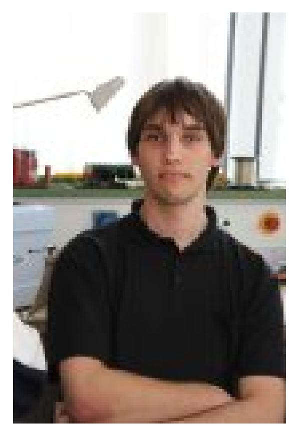
**Die Mitglieder der Gruppe 1 waren:**



Jan Böcker


Alexander Bittner


Sebastian Bremer


Jörg Ferdinand


Robert Franke


Benjamin Freudenberg


Philipp Knieling


Marian Leifert


Mantas Sakalas


Steven Schmidt


**Sven Backhove**

# 1. Temperaturmessung

## 1.1 Einleitung

Bei der Temperaturmessung mussten wir zwei Aufgaben lösen: Zum Einen wird die Außentemperatur gemessen und zur Signalverabreitung für die 7-Segmentanzeige weitergegeben; zum Anderen wird die Temperatur der Gläser auf den vier Stellflächen gemessen. Dieses Signal wird an Gruppe 3 weitergeleitet. Dort wird die Temperatur über LED-Ringe an den Stellflächen farblich dargestellt.

***Mantas Sakalas, Jan Böcker***

## 1.2 Messschaltung

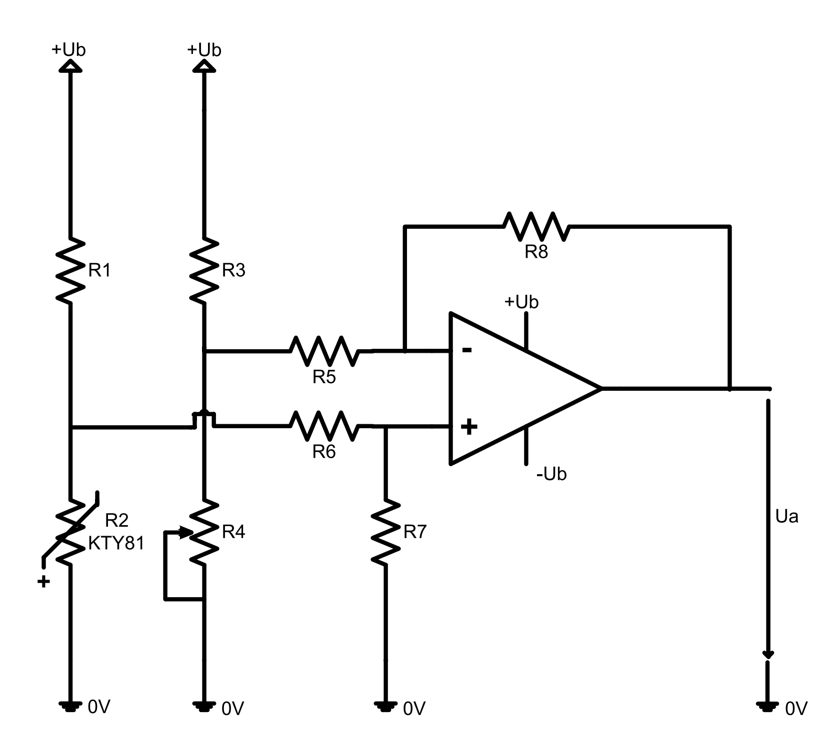



Abbildung 1.1: Schaltplan der Temperaturmessung

Um mit möglichst kleinem Aufwand den Offset einzustellen und den Sensorstrom zu begrenzen, wird eine Messbrücke verwendet. Der Widerstand $R_2$ ist hier der Temperatursensor. Es handelt sich also um eine Viertelbrücke. Für die Verstärkung des Differenzsignals einer Messbrücke (zweier Potentiale, die ungleich null sind) sind am besten die Umkehraddierer- und die Subtrahiererschaltung geeignet. Da das Signal nicht invertiert werden soll, wählen wir die Subtrahiererschaltung (auch als Differenzverstärker bekannt)(siehe Abbildung 1.1). Die Schaltung wird sowohl für die Außentemperaturmessung als auch für die Glastemperaturmessung verwendet. Bei der Schaltung für die Glastemperatur wird die Ausgangsspannung allerdings durch eine Zener-Diode auf 5,1V begrenzt.

**Berechnung der Übertragungsfunktion**

- Berechnung der Übertragungsfunktion des Differenzverstärkes durch Superposition
  Sei $U_4$ die Eingangsspannung am Differenzverstärker, die über dem Widerstand $R_4$ abfällt und $U_2$ die, die über dem Widerstand $R_2$ abfällt.
  Für $U_4 = 0$ gilt dann:
$$U_+ = U_2 \cdot \frac{R_7}{R_6 + R_7}\ ,\ \ U_- = U_{a1} \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_8} \tag{1.1}$$
  Für $U_+ = U_-$ folgt:
$$U_{a1} = U_2 \cdot \frac{R_7(R_5 + R_8)}{R_5(R_6 + R_7)} \tag{1.2}$$

Für $U_2 = 0$ gilt:

$$U_+ = U_- = 0 \tag{1.3}$$

$$U_{a2} = -U_4 \cdot \frac{R_8}{R_5} \tag{1.4}$$

Daraus flogt:

$$U_a = U_{a1} + U_{a2} = U_2 \cdot \frac{R_7(R_5 + R_8)}{R_5(R_6 + R_7)} - U_4 \cdot \frac{R_8}{R_5} \tag{1.5}$$

Für $R_5 = R_6$ und $R_7 = R_8$ gilt dann:

$$U_a = (U_2 - U_4) \cdot \frac{R_7}{R_5} \tag{1.6}$$

- Berechnung der Gesamtübertragungsfunktion
  Wenn man die Widerstände $R_5 = R_6$ und $R_7 = R_8$ sehr viel größer wählt als $R_1$, $R_2$, $R_3$ und $R_4$, sind die Ströme, die in den Differenzverstärker fließen, vernachlässigbar klein. Die Messbrücke kann dann als unbelastet angenommen werden. Für die Ausgangsspannung folgt dann:

$$U_a = \underbrace{\frac{R_7}{R_5}}_{\text{Verstärkung}} \cdot \underbrace{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot U_b}_{\text{Differenzspannung}} \tag{1.7}$$

***Mantas Sakalas, Jan Böcker***

## 1.3 Temperatursensor

Als Temperatursensor verwenden wir den KTY81-220. Es handelt sich um einen Siliziumwiderstand. Der Sensor ist ein Kaltleiter, sein Widerstand nimmt also mit steigender Temperatur zu.
Um einen möglichst linearen Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Temperatur zu erhalten, sollte auch der Sensor eine möglichst lineare Temperaturabhängikeit aufweisen. Die Kennlinie des KTY81-220 verläuft in dem Bereich von 0-50°C einigermaßen liniear (siehe Abbildung 1.2). Ein Sensor mit einem besserem linearen Verhalten (z.B. der Pt1000) wäre allerdings deutlich teurer gewesen.

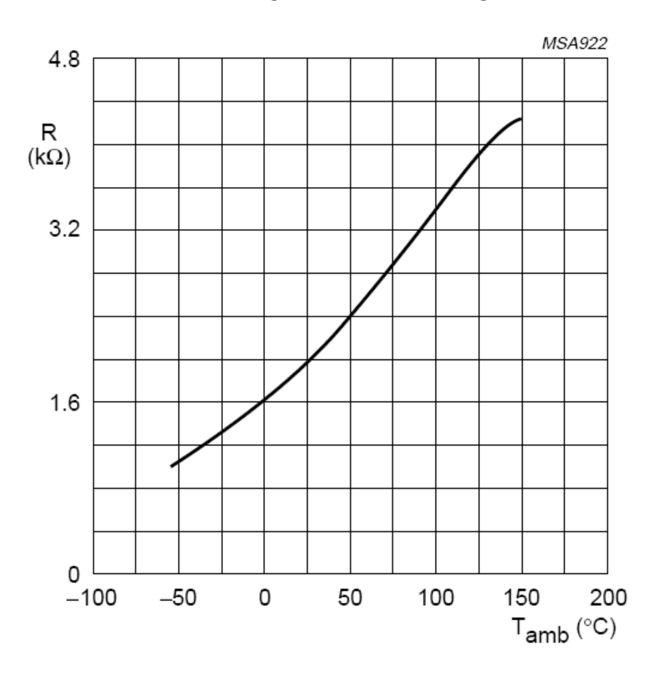



Abbildung 1.2: Kennilinie des KTY81-220 - [?]

***Mantas Sakalas, Jan Böcker***

### 1.4 Dimensionierung und Simulation der Außemtemperaturmessschaltung

Mit der Gruppe der Signalverarbeitung haben wir uns darauf geinigt, dass das Signal von $0 - 5\,\mathrm{V}$ laufen soll. Dabei entspricht $0\,\mathrm{V}$ $0°\mathrm{C}$ und $5\,\mathrm{V}$ $50°\mathrm{C}$ (siehe Abbildung 1.3).
Um den Effekt der Eigenerwärmung des Sensors klein zu halten, soll er wie bei den Angaben im Datenblatt bei circa $1\,\mathrm{mA}$ betrieben werden. Deshalb wird der strombegrenzende Widerstand $R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega}$ gewählt. Der Sensorwiderstand $R_2$ liegt im Bereich von $2\,\mathrm{k\Omega}$. Daraus folgt:

$$I_{Sensor} = \frac{15\,\mathrm{V}}{R_1 + R_2} = \frac{15\,\mathrm{V}}{12\,\mathrm{k\Omega}} = 1{,}25\,\mathrm{mA} \tag{1.8}$$

(Hinweis: Bei dieser und den folgenden Rechnungen beziehe ich mich auf Abbildung 1.1 auf Seite 9)
Für die Brücke gilt die Abgleichbedingung:

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3 \tag{1.9}$$

Der Einfachheit halber wählen wir auch $R_3 = 10\,\mathrm{k\Omega}$. Um die Brücke bei $0°\mathrm{C}$ abzugleichen, muss dann gelten:

$$R_4 = R_2(0°C) = 1630\,\Omega. \tag{1.10}$$

Das Ausgangssignal soll bei $50°\mathrm{C}$ $5\,\mathrm{V}$ annehmen. Nach Gleichung (1.7) muss dann gelten:

$$U_a = \frac{R_7}{R_5}\left(\frac{R_2(50°C)}{R_1 + R_2(50°C)} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot U_b \tag{1.11}$$

$$5\,\mathrm{V} = \frac{R_7}{R_5}\left(\frac{2417\,\Omega}{12417\,\Omega} - \frac{1630\,\Omega}{11630\,\Omega}\right) \cdot 15\,\mathrm{V} \tag{1.12}$$

$$\frac{R_7}{R_5} = 6{,}12 \tag{1.13}$$

Wir wählen die im Sortiment vorhandenen Widerstände $R_5 = R_6 = 15\,\mathrm{k\Omega}$ und $R_7 = R_8 = 100\,\mathrm{k\Omega}$. Dann ist $\frac{R_7}{R_5} = 6{,}67$. Die Abweichung ist aber zu vernachlässigen (siehe Abbildung 1.3).

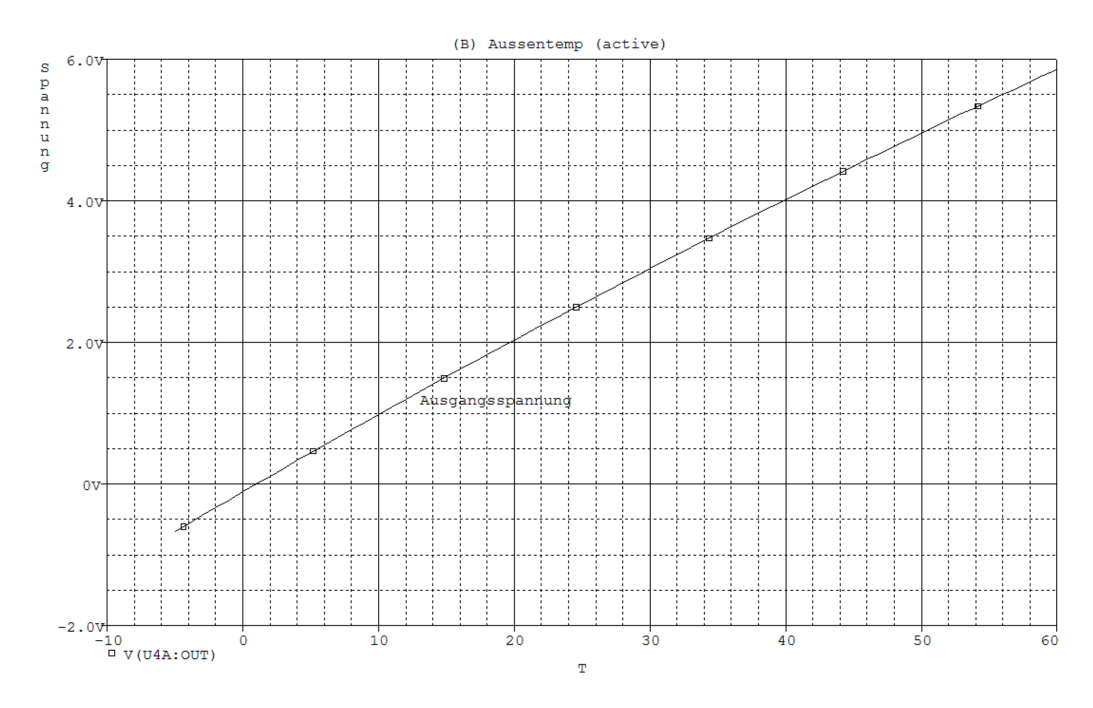



Abbildung 1.3: Ausgangsspannung der Außemtemperaturmessschaltung über der Temperatur in °C (Simulation mit PSpice)

Die Simulation zeigt einen linearen Verlauf von $-0{,}1\,\mathrm{V}$ bei $0°\mathrm{C}$ und $5\,\mathrm{V}$ bei $50°\mathrm{C}$ und entspricht dabei sehr gut den Vorraussetzungen. Es gibt kleine Abweichungen zwischen Simultion und Rechnung. Diese entstehen

durch die Näherungen beim Herleiten der Formel (1.7). Außerdem wurde die Kennlinie des Sensors bei der Simultion durch eine lineare Kennlinie angenährt.
Messungen an der fertigen Schaltung haben ergeben, dass eine Messungenauigkeit von etwa ±1,5° C vorliegt.

***Mantas Sakalas, Jan Böcker***

## 1.5 Dimensionierung und Simulation der Glastemperaturmessung

Mit der Gruppe 5 (Licht und Anzeige) haben wir uns auf einen Signalpegel von $0..5\,\mathrm{V}$ geinigt; dabei entsprichen $0\,\mathrm{V}$ $2°\mathrm{C}$ und $5\,\mathrm{V}$ $20°\mathrm{C}$.
Bei der Messung der Temperatur an der Unterseite der Stellfläche entsteht ein Offsetfehler, denn ss gibt eine Temperaturdifferenz zwischen Flüssigkeit und Unterseite der Stellfläche. Unsere Messungen haben ergeben, dass die Differenz bei $4°\mathrm{C}$ Flüssigkeitstemperatur etwa $4..6\,\mathrm{K}$ beträgt. Bei Raumtemperatur ist keine Differenz mehr vorhanden. Der Fehler muss also mit der Verstärkung ausgeglichen werden. Deshalb ist unsere Ausgangsspannung bei $8°\mathrm{C}$ $0\,\mathrm{V}$ (siehe Abbildung 1.4) was einer Flüssigkeitstemperatur von etwa $2°\mathrm{C}$ entspricht.

Die Dimensionierung der Messbrücke ist wie bei der Außentemperaturmessung: $R_1 = R_3 = 10k\Omega$ und $R_4 = R_2(8°C) = 1743\Omega$.
Für die Verstärkung gilt hier:

$$U_a = \frac{R_7}{R_5}\left(\frac{R_2(20°C)}{R_1 + R_2(20°C)} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot U_b \tag{1.14}$$

$$5\,\mathrm{V} = \frac{R_7}{R_5}(\frac{1922\,\Omega}{11922\,\Omega} - \frac{1743\,\Omega}{11743\,\Omega}) \cdot 15\,\mathrm{V} \tag{1.15}$$

$$\frac{R_7}{R_5} = 26 \tag{1.16}$$

Wir wählen die im Sortiment vorhandenen Widerstände $R_5 = R_6 = 8{,}2\,\mathrm{k}\Omega$ und $R_7 = R_8 = 220\,\mathrm{k}\Omega$ ).
Das Ausgangssignal wird hier durch eine Zener-Dioder begrenzt, um die Logikschaltung der LED-Anzeige zu schützen.

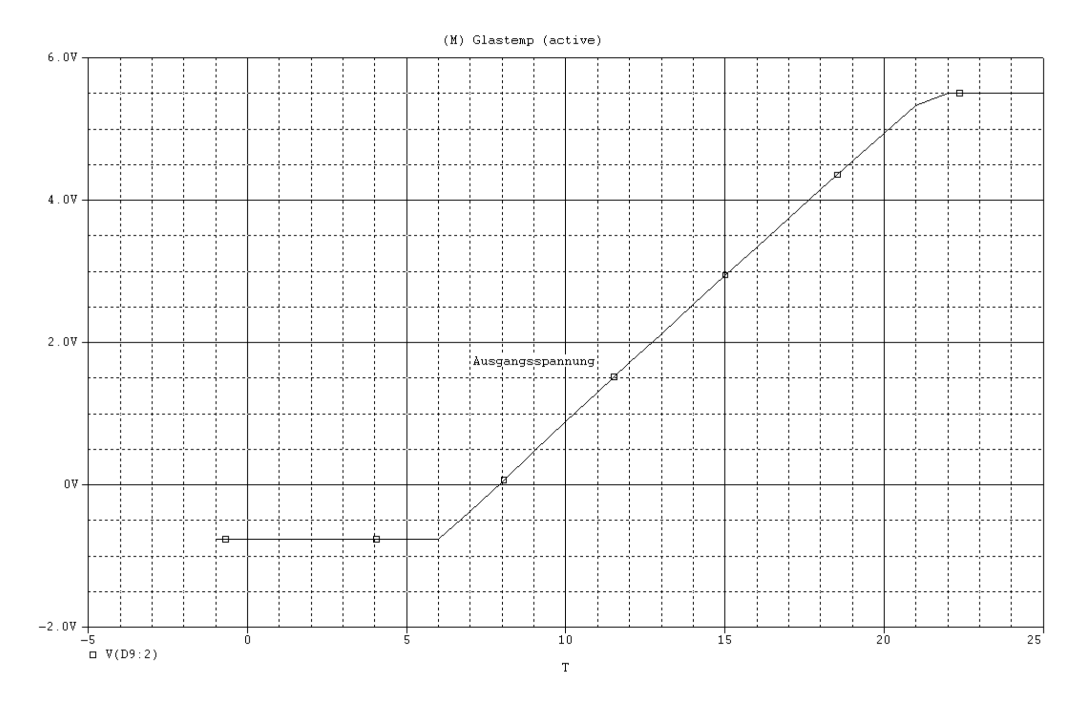



Abbildung 1.4: Ausgangsspannung der Glastemperaturmessschaltung über der Temperatur in C° (Simulation mit PSpice)

Der simulierte Verlauf entspricht gut den Vorraussetzungen, denn er ist im Messbereich von $8..20°\mathrm{C}$ linear und hat nur sehr kleine Offsetfehler. (Siehe Abbildung 1.4).

Bei der Messung der Flüssigkeitstemperatur sind größere Messfehler zu erwarten, als bei der Raumtemperaturmessung. Einen weiteren unerwünschten Einfluss erhält man bei der Messung durch die Raumtemperatur, da auch diese auf die Stellfläche einwirkt. Die Schaltung wurde auf 22°C Raumtemperatur eingestellt. Bei einer Raumtemperatur von z.B. 30°C wird die Messung verfälscht. Um diesen Einfluss möglichst klein zu halten, soll der Sensor und die Stellfläche auf der Rückseite wärme-isoliert werden.

***Mantas Sakalas, Jan Böcker***

## 1.6 Schnittstellen

In Tabelle 1.1 sind die Ein- und Ausgänge zusammengefasst. Der erste Wert bei Spezifikation ist von der Außentemperaturmessung, der zweite von der Glastemperaturmessung.

Tabelle 1.1: Schnittstellen der Temperaturmessung

| Schnittstelle | Beschreibung | Spezifiktion |
|---|---|---|
| Eingang | Temperaturwert | 0-50°C / 2-20°C |
| Ausgang | Temp. abhängige Spannung | 0-5V / 0-5V |
| Spannungsversorgung | Brücke und OPV | $\pm$ 15V |

***Mantas Sakalas, Jan Böcker***

# 2. Verarbeitung der Außentemperatur

## 2.1 Analog/Digital-Wandler

Die Aufgabe dieser Teilschaltung ist es, ein analoges Eingangssignal in ein gequanteltes Signal umzuwandeln. Dazu wurde im Labor ein paralleler Analog/Digital-Umsetzer (ADU) verwendet, weil er die schnellste Verarbeitungszeit aller bekannten ADUs hat, da alle gequantelten Stufen gleichzeitig generiert werden.
Für die komplette Verarbeitung der Außentemperatur werden zwei AD-Wandler benutzt. Dies ist notwendig, da einerseits die Aufteilung der Temperaturverarbeitung in Einerstelle und Zehnerstelle einfacher zu realisieren ist und es gleichzeitig auch viele Bauteile erspart. Der parallele AD-Wandler ist mit Hilfe von einem Widerstandsnetzwerk und einer Komparatorenkette realisiert worden, wie man in Abbildung 1.5 und Abbildung 1.6 auf der gegenüberliegenden Seite sehen kann.
Das Widerstandsnetzwerk dient zur Erzeugung der nötigen Referenzspannungen an den Komparatoren. Die Komparatoren werden im Single-Supply Betrieb angeschlossen, dass heißt $U_{b+}$ liegt auf $5\,\mathrm{V}$ und $U_{b-}$ wird an die Masseleitung angeschlossen. So erzeugen die Komparatoren entweder eine logische 0 oder eine logische 1. Dabei ist zu sagen, dass bei den verwendeten Operationsverstärkern LM324 ein Ausgangssignal von circa $3{,}7\,\mathrm{V}$ anliegt, wenn der OPV durchschaltet. Diese Toleranz ist aber akzeptabel, da mit den gequantelten Signalen meistens Logikgatter angesteuert werden und diese $3{,}7\,\mathrm{V}$ als „High“-Pegel akzeptieren. Die zwei AD Wandler bekommen verschiedene Referenzspannungen, welche an den invertierenden Eingang des OPVs angeschlossen werden. Diese sind vom Bereich des Sensorsignals abhängig. Im Projekt wurde sich auf einen Temperaturbereich von $0°$ bis $49°\mathrm{C}$ geeinigt. Dazu liefert die Sensorschaltung ein lineares Signal von $0..5\,\mathrm{V}$ und beginnt somit bei jedem vollen Volt eine neue Zehnerstelle.
Nun kann man die Widerstände dimensionieren. Dabei ist darauf zu achten, dass die OPVs nur einen sehr geringen Eingangsstrom vertragen; somit sollten die Widerstände hochohmig gewählt werden. Im Labor wurden dazu $1\,\mathrm{k\Omega}$-Widerstände verwendet. Nun kann man die restlichen Widerstände dimensionieren, wobei zur Berechnung einfache Spannungsteiler genügen, da das Widerstandsnetzwerk quasi nicht belastet wird. Als erstes die vier Spannungstufen der Zehnerstelle:

$$\mathrm{U}_b = 5\,\mathrm{V}, \mathrm{R}_0 = 1000\,\Omega \tag{1.17}$$

$$\mathrm{U}_{e10} = \mathrm{U}_b \cdot \frac{\mathrm{R}_0}{5 \cdot \mathrm{R}_0} = 1\,\mathrm{V} \tag{1.18}$$

$$\mathrm{U}_{e20} = \mathrm{U}_b \cdot \frac{2 \cdot \mathrm{R}_0}{5 \cdot \mathrm{R}_0} = 2\,\mathrm{V} \tag{1.19}$$

$$\mathrm{U}_{e30} = \mathrm{U}_b \cdot \frac{3 \cdot \mathrm{R}_0}{5 \cdot \mathrm{R}_0} = 3\,\mathrm{V} \tag{1.20}$$

$$\mathrm{U}_{e40} = \mathrm{U}_b \cdot \frac{4 \cdot \mathrm{R}_0}{5 \cdot \mathrm{R}_0} = 4\,\mathrm{V} \tag{1.21}$$

Die Bezeichnung $\mathrm{U}_e$ bezeichnet die jeweilige Referenzspannung des Komparators. Die Ausgänge Bit 10 bis Bit 40 sind die logischen Signale für die Zehnerstelle, siehe Abbildung 1.5 auf der gegenüberliegenden Seite.
Auch bei dem Analog/Digital-Wandler der Einerstelle kommt die gleiche Berechnung zum Tragen; der Unterschied besteht jedoch darin, dass die Referenzspannungen nun im Bereich von $0\,\mathrm{V}$ bis $1\,\mathrm{V}$ liegen müssen. Dazu wird mittels eines Spannungsteilers eine Spannung in Höhe von einem Volt erzeugt. Danach werden die neun Referenzspannungen wieder mit Hilfe eines Widerstandsnetzwerkes mit $1\,\mathrm{k\Omega}$-Widerständen eingestellt. Die neun Spannungstufen errechnen sich analog:

$$\mathrm{U}_b = 1\,\mathrm{V}, \mathrm{R}_0 = 1000\,\Omega \tag{1.22}$$

$$\mathrm{U}_{e01} = \mathrm{U}_b \cdot \frac{\mathrm{R}_0}{10 \cdot \mathrm{R}_0} = 0{,}1\,\mathrm{V} \tag{1.23}$$

Die weiteren Referenzspannungen der Einerstellen werden analog berechnet, liegen aber jeweils um $0{,}1\,\mathrm{V}$ höher, als die vorherige Referenzspannung. Die Funktionsweise der Komparatorketten ist wie folgt: Steigt das Sensorsignal am nichtinvertierenden Eingang des OPVs linear mit der Außentemperatur, so schalten die einzelnen Komparatoren nach Erreichen ihrer Referenzspannung durch und liefern an ihrem Ausgang circa

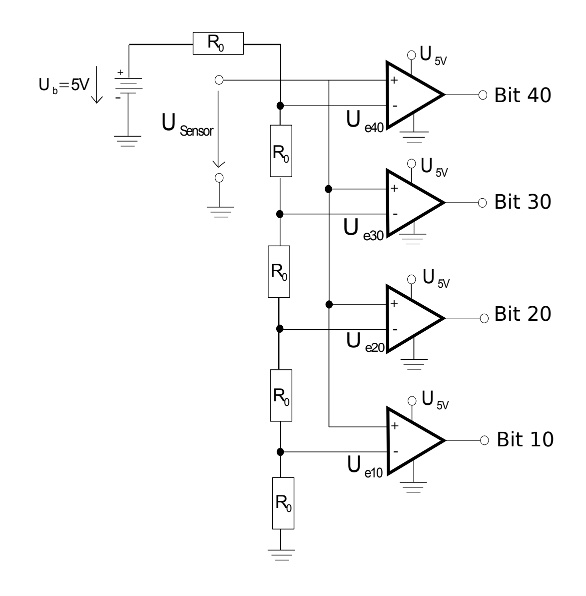



Abbildung 1.5: Analog/Digital-Wandler Zehnerstelle

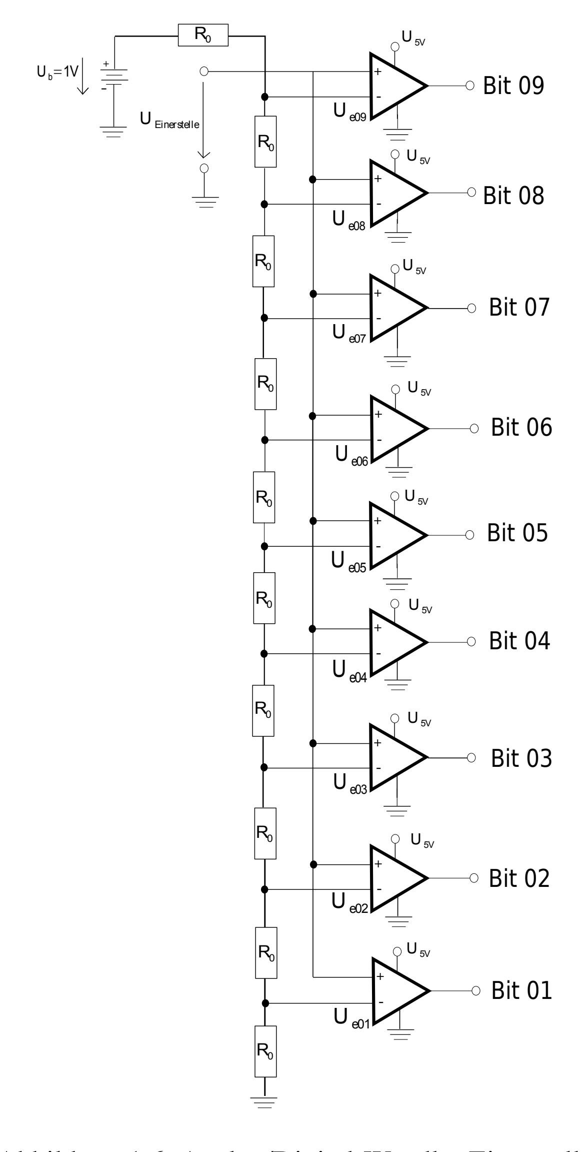



Abbildung 1.6: Analog/Digital-Wandler Einerstelle

3,7 V. Dabei liegen auch alle niedrigeren Vergleichstufen auf 1 und die über dem anliegenden Sensorsignal auf 0, sodass man die gequantelten Signale mit einem Bargraphen vergleichen kann.
Als Ausgangssignale stehen dann vier logische Signale für die Zehnerstelle und neun logische Signale für die Einerstelle zur Weiterverarbeitung bereit.

***Benjamin Freudenberg***

## 2.2 Digital/Analog-Wandler

Aus dem Analog/Digital-Wandler der Zehnerstelle folgen die Signalkombinationen 0000, 0001, 0011, 0111 und 1111 wobei die rechte Zahl dem niederwertigsten Bit entspricht. Am Ausgang soll immer nur ein „High"-Signal für die jeweilige Zehnerstelle anliegen.

Tabelle 1.2: Wahrheitstabelle der Zehnerstelle

| S4 | S3 | S2 | S1 | 40° | 30° | 20° | 10° |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

Daraus folgt:

$$10° = \mathrm{S}_1 \cdot \overline{\mathrm{S}_2},\;\; 20° = \mathrm{S}_2 \cdot \overline{\mathrm{S}_3},\;\; 30° = \mathrm{S}_3 \cdot \overline{\mathrm{S}_4},\;\; 40° = \mathrm{S}_4$$

Die nachfolgenden Operationsverstärker des Typs LM324, haben die Aufgabe das binäre Signal zu verstärken. Dazu wird der positive Versorgungsanschluss des OPVs über einen Spannungsteiler eingestellt. Der Spannungsteiler wird mit $15\,\mathrm{V}$ betrieben und besteht aus einem Widerstand $\mathrm{R}_7$ und einem Potentiometer $\mathrm{R}_8$; an den LM324 muss eine Betriebspannung von circa $10{,}5\,\mathrm{V}$ angelegt werden. Diese Spannung setzt sich zusammen aus den $8{,}7\,\mathrm{V}$, die für den Spannungsteiler des Digital/Analog-Wandlers benötigt werden, und der maximalen Ausgangsspannung des OPVs, die laut Datenblatt bei $1{,}5\,\mathrm{V}$ liegt. Mit dem Potentiometer kann die Ausgangsspannung des OPVs genau auf $8{,}7\,\mathrm{V}$ eingestellt werden. Der Widerstand $\mathrm{R}_7$ hat eine Größe von $1\,\mathrm{k}\Omega$. Das Potentiometer lässt sich zwischen $0..1\,\mathrm{k}\Omega$ regeln und ist ungefähr auf $428\,\Omega$ eingestellt. Berechnung von $R_8$:

$$\mathrm{R}_8 = \mathrm{R}_7 \cdot \left(\frac{\mathrm{U}_e}{\mathrm{U}_a} - 1\right) = 1000\,\Omega \left(\frac{15\,\mathrm{V}}{10.5\,\mathrm{V}} - 1\right) \tag{1.24}$$

$$\approx 428\,\Omega \tag{1.25}$$

Der negative Versorgungsanschluss des OPVs wird auf Masse gelegt, der positive Signaleingang wird an die Logikgatter angeschlossen. Der negative Eingang wird auf $1\,\mathrm{V}$ gelegt, um alle Signale, die kleiner als $1\,\mathrm{V}$ sind, auf Null zu setzen. Dadurch erhält man ein eindeutiges binäres Signal. Diese Spannung wird ebenfalls durch einen Spannungsteiler erzeugt, der aus den Widerständen $\mathrm{R}_6$ und $\mathrm{R}_9$ besteht. Dazu wird einen Spannung von $5\,\mathrm{V}$ an den Widerstand $\mathrm{R}_6$ und der Masseanschluss an Widerstand $\mathrm{R}_9$ angelegt. Das Verhältnis der Widerstände ist $4:1$, wobei für $\mathrm{R}_6 = 4\,\mathrm{k}\Omega$ und $\mathrm{R}_9 = 1\,\mathrm{k}\Omega$ gewählt sind. Des Weiteren verhindern die OPVs, dass der Digital/Analog-Wandler die Logikgatter zu stark belastet, da der Eingang des OPVs hochohmig ist. Am Ausgang der Operationsverstärker befindet sich jeweils ein Spannungsteiler bestehend aus einer Diode (1N4142), einem Potentiometer und zwei Widerständen. Die Diode verhindert, dass sich die Spannungsteiler gegenseitig beeinflussen. Die Potentiometer $\mathrm{R}_{14}$, $\mathrm{R}_{13}$, $\mathrm{R}_{11}$ und $\mathrm{R}_{10}$ lassen sich zwischen $0..1\,\mathrm{k}\Omega$ einstellen; sie haben die Aufgabe die Ausgangsspannung genau festzulegen $(4\,\mathrm{V}, 3\,\mathrm{V}, 2\,\mathrm{V}, 1\,\mathrm{V})$. Der gemeinsame Widerstand $\mathrm{R}_{33}$

wurde auf $1\,\mathrm{k}\Omega$ festgelegt. Berechnung der Widerstände:

$$\mathrm{R}_{34} = \mathrm{R}_{33} \cdot \left(\frac{\mathrm{U}_e}{\mathrm{U}_a} - 1\right) = 1000\,\Omega\left(\frac{8\,\mathrm{V}}{4\,\mathrm{V}} - 1\right) = 1\,\mathrm{k}\Omega \tag{1.26}$$

$$\mathrm{R}_{12} = \mathrm{R}_{33} \cdot \left(\frac{\mathrm{U}_e}{\mathrm{U}_a} - 1\right) = 1000\,\Omega\left(\frac{8\,\mathrm{V}}{3\,\mathrm{V}} - 1\right) \approx 1.6\,\mathrm{k}\Omega \tag{1.27}$$

$$\mathrm{R}_{15} = \mathrm{R}_{33} \cdot \left(\frac{\mathrm{U}_e}{\mathrm{U}_a} - 1\right) = 1000\,\Omega\left(\frac{8\,\mathrm{V}}{2\,\mathrm{V}} - 1\right) = 3\,\mathrm{k}\Omega \tag{1.28}$$

$$\mathrm{R}_{16} = \mathrm{R}_{33} \cdot \left(\frac{\mathrm{U}_e}{\mathrm{U}_a} - 1\right) = 1000\,\Omega\left(\frac{8\,\mathrm{V}}{1\,\mathrm{V}} - 1\right) = 7\mathrm{k}\,\Omega \tag{1.29}$$

***Philipp Knieling***

## 2.3 Impedanzwandler

Vor dem Subtrahierer wird ein Impedanzwandler in der Schaltung zwischengeschaltet. Dieser liegt vor $U_{e-}$, damit mit dem letzten Widerstand aus der Teilschaltung davor (Digital/Analog-Wandler) kein Spannungsteiler entsteht und sich somit beide Widerstände nicht beeinflussen. Ein Impedanzwandler, siehe Abbildung 1.7, ist ein einfacher Operationsverstärker welche als negativen Eingang den Ausgang rückgekoppelt bekommt.

***Marian Leifert***

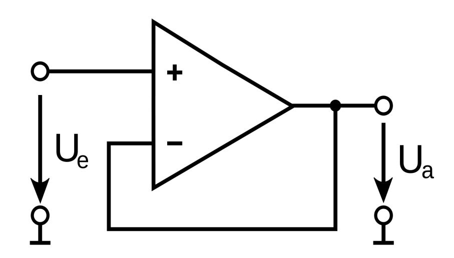



Abbildung 1.7: Spannungsfolger/Impedanzwandler [?]

## 2.4 Subtrahierer

Ein Subtrahierer ist ein Zwischenelement in der Schaltung, die dazu gedacht ist, die Differenz vom Ursprungssignal, welches von der Temperaturschaltung kommt, und dem modifizierten Signal, welches schon an die Zehnerstelle weitergeleitet wurde, zu bestimmen und somit das Signal für die Einerstelle der Temperaturanzeige über einen Analog/Digital-Wandler vorzubereiten. Für den Subtrahierer wird als Grundlage die Operationsverstärkervariante des Differenzverstärkers verwendet, welcher wie in Abbildung 1.8 aufgebaut und dimensioniert wird.

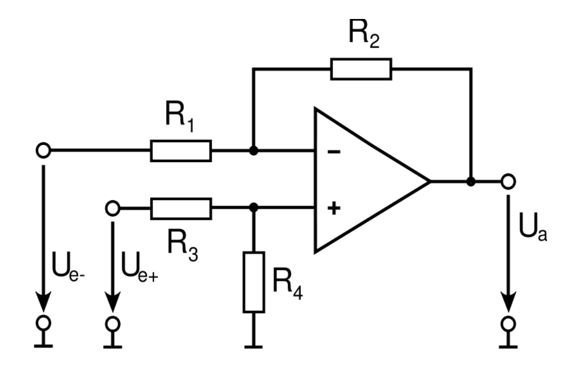



Abbildung 1.8: Subtrahierer [?]

Als Grundlage für die Dimensionierung wird die Formel für den Differenzverstärker gebraucht:

$$\mathrm{U}_a = \frac{(\mathrm{R}_1 + \mathrm{R}_2)\mathrm{R}_4}{(\mathrm{R}_3 + \mathrm{R}_4)\mathrm{R}_1} \cdot \mathrm{U}_{e+} - \frac{\mathrm{R}_2}{\mathrm{R}_1} \cdot \mathrm{U}_{e-} \tag{1.30}$$

Wie man aus der Formel erkennen kann, muss man um einen Subtrahierer aus einem Differenzverstärker zu gewinnen $\mathrm{R}_1 = \mathrm{R}_2 = \mathrm{R}_3 = \mathrm{R}_4$ setzen, da man dann eine Ausgangsspannung von $\mathrm{U}_a = \mathrm{U}_{e+} - \mathrm{U}_{e-}$und somit das gewünschte Ergebnis erhält. Die Widerstände sollten auf mindestens $1\,\mathrm{k\Omega}$ gesetzt werden, damit der OPV nicht beschädigt wird; besser wären sogar $100\,\mathrm{k\Omega}$. Als Operationsverstärker wurde für diese Schaltung der LM358 verwendet, der mit einer Betriebsspannung von $15\,\mathrm{V}$ betrieben wird.
Als Eingangssignale werden zwei Spannungen geliefert, die jeweils von $0..4{,}9\,\mathrm{V}$ gehen. Diese beiden Spannungen repräsentieren zum einen das Signal vom Temperatursensor, welches über einen Platinsensor gegeben wird; das andere Signal ist die schon zum Teil verarbeitete erste Spannung, wo die Zehnerstelle des Signals schon verarbeitet wurde. Als Ausgangssignal entsteht die Differenz zwischen der unverfälschten Spannung vom Temperatursensor und der modifizierten Spannung - dieses Signal wird in einem Bereich von $0..4{,}9\,\mathrm{V}$ liegen. Es werden hier keine negativen Spannungen herauskommen, da das zu subtrahierende Signal im Projekt nicht größer, als das Ursprungssignal sein kann.

***Marian Leifert***

## 2.5 Zusammenfassung

Die Verarbeitung der Außentemperatur unterteilt sich, wie schon in den vorherigen Abschnitten erläutert, in mehrere Module. Als erstes wird das Sensorsignal der Außentemperatur durch den Analog/Digital-Wandler der Zehnerstelle in vier logische Signale aufgeteilt. Anschließend wird das gequantelte Signal der Zehnerstelle mittels des Digital/Analog-Wandlers wieder in ein analoges Signal zurückgewandelt, woraufhin die Differenz aus dem Sensorsignal und dem digital/analog-gewandelten Signal mit Hilfe des Subtrahierers gebildet wird. Hierdurch erhält man ein Signal, welches nur die Einerstelle repräsentiert. Dieses Signal wird wiederum durch einen Analog/Digital-Wandler in ein zugehöriges, neunstufiges, logisches Signal umgewandelt. Innerhalb der der Schaltung wird noch ein Impedanzwandler eingebaut, um die verschiedenen Widerstandsnetzwerke voneinander zu entkoppeln. Am Ende kamm die in Abbildung 1.9 dargestellte Schaltung heraus und funktioniert nach dem geplantem Prinzip.

***Benjamin Freudenberg***

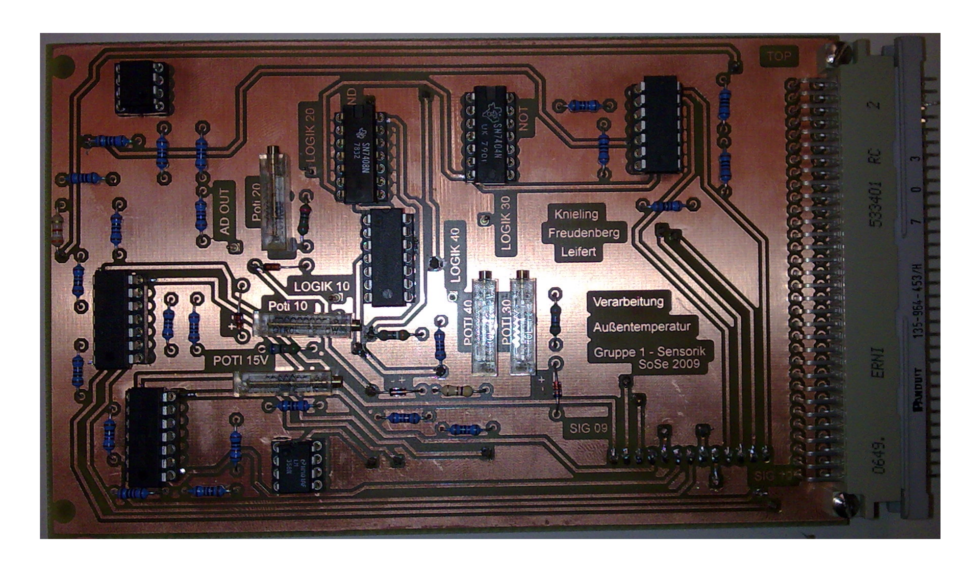



Abbildung 1.9: Fertige Schaltung - Verarbeitung der Außentemperatur

## 2.6 Schnittstellen

Unsere Schaltung besitzt folgende Schnittstellen:

- Betriebsspannung $+5\,\mathrm{V}$
- Betriebsspannung +15 V und $-15\,\mathrm{V}$
- Masseanschluss
- Sensorsignal der Außentemperatur vom Bussystem
- Weitergabe des 4 stufigen Signals der Zehnerstelle über interne Schnittstelle
- Weitergabe des 9 stufigen Signals der Einerstelle über interne Schnittstelle

# 3. 7-Segment-Anzeige

## 3.1 Theorie

Unsere Gruppe ist für die Anzeige der Außentemperatur zuständig. Dazu wurden zwei Schaltungen entworfen: Zum einen ist dies die Ansteuerung der Anzeige und zum anderen die Anzeige selbst.
Für die Ansteuerungsschaltung wurden verschiedene Schnittstellen verwendet; vom Bus-System wurden $+5$ V, $-5$ V und GND(5 V) abgegriffen - die Spannungen $+5$ V und GND(5 V) wurden für die ICs als Betriebsspannung und Masse verwendet. Für die Anzeige wurden die $-5$ V benötigt - diese werden direkt zur Schnittstelle der Anzeige geleitet.

Weitere Schnittstellen bestanden zur Untergruppe „Verarbeitung der Außentemperatur“; von dieser Gruppe wurden 13 „High“- und „Low“-Signale geliefert - hierbei waren die ersten vier Signale für die Zehnerstelle der Temperatur wichtig (vergleiche dazu Unterabschnitt **1.**3.3 auf Seite 22).
Es gab fünf Kombinationen, um die Zahlen von $0..4$ darzustellen; dabei wurde der Signalwert 1 als „High“ (5 V) und 0 als „Low“ (0 V) bezeichnet. Dadurch erhielten wir ein Binärcode, um die Temperatur später anzuzeigen.

Tabelle 1.3: Eingangssignale Zehnerstelle

| 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 0000 | 1000 | 1100 | 1110 | 1111 |

Durch das Binärsignal kann die Zehnerstelle verarbeitet werden.
Desweiteren wurden noch die Signale 5 - 13 verwendet. Diese neun Signale geben die Einerstelle von der Temperatur an. Das Prinzip ist analog zur Zehnerstelle.

Tabelle 1.4: Eingangssignale Einerstelle

| 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| 000000000 | 100000000 | 110000000 | 111000000 | 111100000 |
| 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| 111110000 | 111111000 | 111111100 | 111111110 | 111111111 |

Das Binärsignal von der Einerstelle und der Zehnerstelle wird dann von der Schaltung verarbeitet.
Mit dieser Schaltung kann eine Temperatur von 0°C bis 49°C angezeigt werden. Der negative Temperaturbereich wurde nicht verwendet, um eine Anzeige einzusparen. Die 49°C wurden als Maximum des Temperaturbereichs ausgewählt, weil diese Grenze als sinnvoll angedacht ist.

Als Ausgangssignale werden 15 Signale an die Anzeige weitergegeben. Hierbei steuern die ersten 7 Signale die 7-Segment-Anzeige für die 1er Stelle an. Die Signale 8-14 steuern die Anzeige der Zehner Stelle an. Das Signal 15 ist eine Betriebsspannung von -5V.
Es werden High- und Low-Signale verwendet: 0V und 5V. Bei 0V leuchtet das bestimmte Segment von der Anzeige nicht und bei 5V leuchtet das Segment dann.

***Sebastian Bremer***

## 3.2 Die Einerstelle

Für die Schaltung der Einer-Stelle wird zunächst analysiert, was an Ein- und Ausgangskombinationen möglich ist. Dies sind die Ziffern von 0 bis 9. Um diese darzustellen, legt man zunächst die in Abbildung 1.10 gezeigte Notation fest.

Wertet man diese Grafiken nach den Belegungen der einzelnen Variablen aus, so erhält man die Tabelle **1.**3.2.

Durch die Quantisierung der Zustände erkennt man in Tabelle **1.**3.2, dass jeder Zustand an der Grenze zwischen Low- und High-Potentialen eindeutig von den anderen Zuständen zu unterscheiden ist. Dieser Fakt wurde

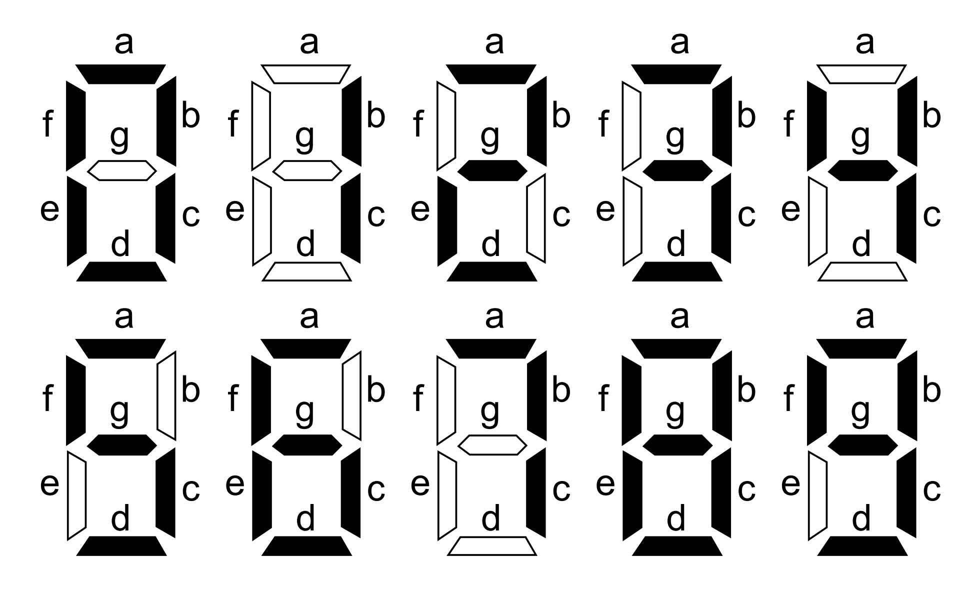



Abbildung 1.10: Ziffern 0-9 in 7-Segment-Darstellung

| e9 | e8 | e7 | e6 | e5 | e4 | e3 | e2 | e1 | a | b | c | d | e | f | g |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Tabelle 1.5: mögliche Ein- und Ausgangskombinationen

beim Entwurf der Schaltung ausgenutzt. So kann die Erstellung von KV-Tafeln vermieden werden. Diese wären bei 9 Eingangsvariablen, $2^9 = 512$ Felder groß. Man müsste für jedes der 7 Segmente eine solche KV-Tafel anlegen, was zu $7 * 2^9 = 3584$ auszufüllenden Feldern geführt hätte.
Obwohl normalerweise ein AND-Gatter zur Detektierung dieser Zustände verwendet werden würde, wird hier ein NAND Gatter verwendet, was folgendermaßen begründet ist:

- NAND-Gatter sind auch mit einer hohen Anzahl an Eingängen erhältlich
- für die zweite Logikstufe wird eine “umgekehrte“ Logik benutzt
- durch die Benutzung von NANDs kann die gesamte Schaltung nur mit NAND und NOT-Gattern realisiert werden, statt mit AND, OR und NOT-Gattern (dies bedeutet ein Ersparnis an Gattern)

Dadurch entsteht als Ausgang der Logikstufe 1 bei jeder Leitung ein High-Potential. Lediglich eine einzige Leitung ist jeweils auf Low-Potential. Diese Leitung gibt die Dezimalzahl an, die angesteuert werden soll.
Auf diese erste Logikstufe folgt eine Zweite, in der nun die Signale für die einzelnen Segmente generiert werden. Dazu werden diese entsprechend Abbildung 1.11 zunächst auf NAND-Gatter gelegt und danach mittels NOT-Gatter invertiert.
Im Schaltplan der Abbildung 1.11 erkennt man weiterhin, dass für die letzte Schicht der zweiten Logikstufe Teilweise NAND-Gatter verwendet wurden, bei denen ein Eingang auf High-Potential liegt. Dieser „Trick“ dient der Einsparung von ICs, da die gleiche Wirkung mit weniger Bauteilen erzielt wird ohne die Funktionalität zu beeinträchtigen.

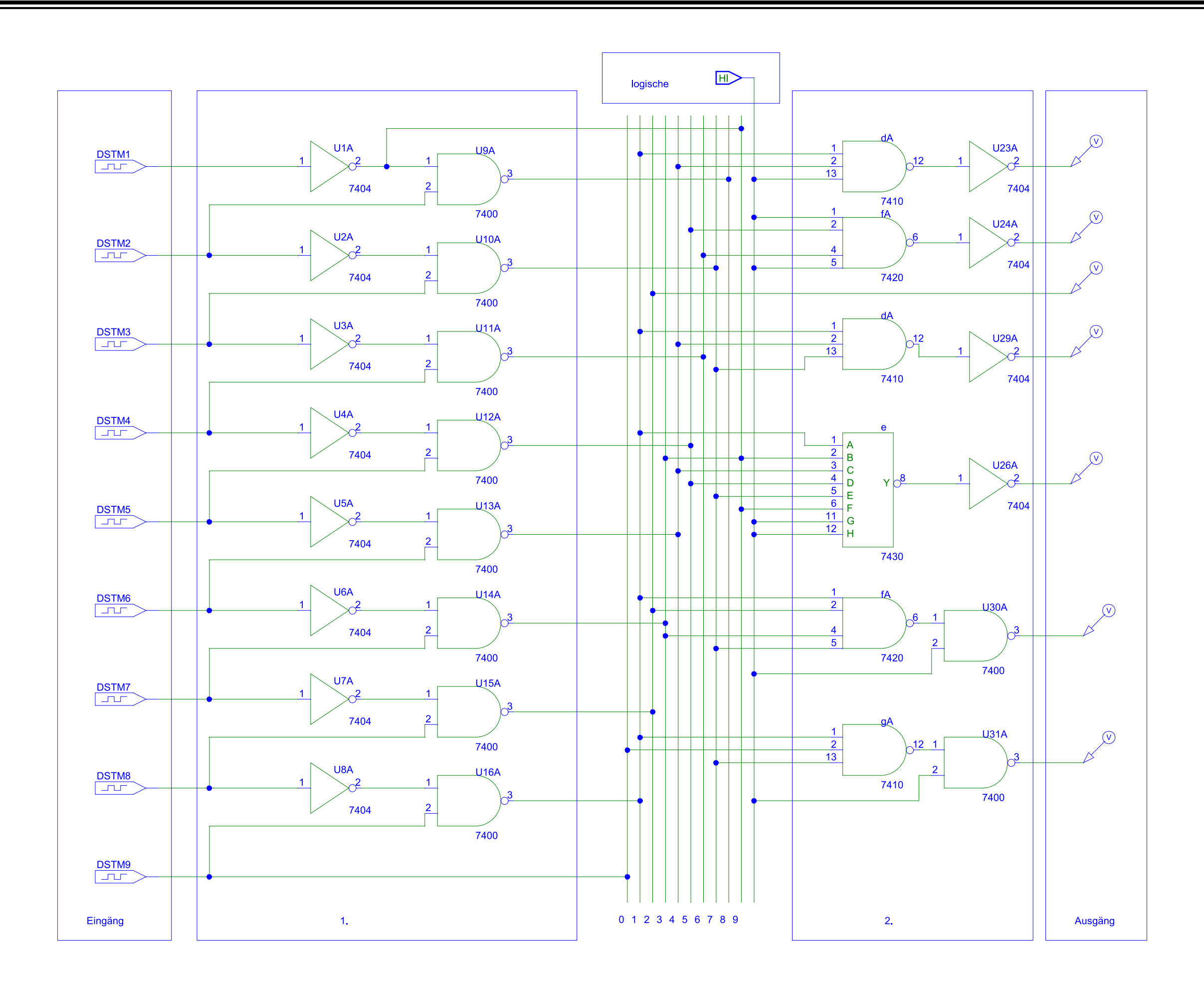



Abbildung 1.11: Schaltbild der Einer-Stelle

***Jörg Ferdinand***

## 3.3 Die Zehnerstelle

Im Gegensatz zur zuvor dargelegten Einerstelle der 7-Segment-Anzeige, benötigt man bei der Zahnerstelle lediglich eine Ansteuerung der Zahlen 0 bis 4, da die Außentemperatur nur im Bereich von 0..49°C gemessen und angezeigt werden soll. Somit ergeben sich die in Abbildung 1.12 dargestellten Zustände.

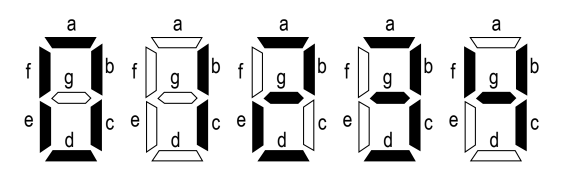



Abbildung 1.12: Ziffern 0-4 in 7-Segment-Darstellung

Mit dem Wissen darüber, dass das Signal, welches von der Gruppe, die für die Verarbeitung der Außentemperatur zuständig ist, geliefert wird, stets in zwei Blöcken aus je High- und Lowsignalen existiert, kann man die gemessene Temperatur und die damit verbundene Spannung leicht an einer signifikanten Stelle im Signal ausfindig machen: Dem Wechsel von „High“- zum „Low“-Signal. Mit dieser Methode kann man die Schaltung im Vergleich zu einer direkten Umsetzung durch KV-Tafeln oder ähnlichem deutlich vereinfachen. Es werden die Eingänge (Spannungssignale der die Außentemperatur verarbeitenden Gruppe) jeweils mit und ohne Invertierung an NAND-Gatter (7400) gelegt. Im Falle der beschriebenen Besonderheit des Eingangssignals wird durch die Eigenschaft des Gatters genau diese Stelle zum „Low“-Signal (siehe Schaltplan am Ausgang der ersten Logikstufe). Es entsteht somit eine Art Bus, der alle darzustellenden Zahlen, sowie ein „High“-Signal (logische

1) zur Verfügung stellt. Dieser Bus dient hier nur der Veranschaulichung, in Wirklichkeit handelt es sich hierbei um ganz normale Verbindungen zwischen den beiden Logikstufen. Ausgehend vom erwähnten Bus wird nun lediglich die Eingangs-/Ausgangswertetabelle (siehe Tabelle 1.3) umgesetzt. Es entstehen so die gewünschten sieben Ausgänge, die die Segmente a-g der 7-Segment-Anzeige, die sich auf Grund von Platzbegrenzung einer Europlatine und besserer Möglichkeit der Montage ans Gehäuse auf einer weiteren Platine befindet, ansteuern sollen.

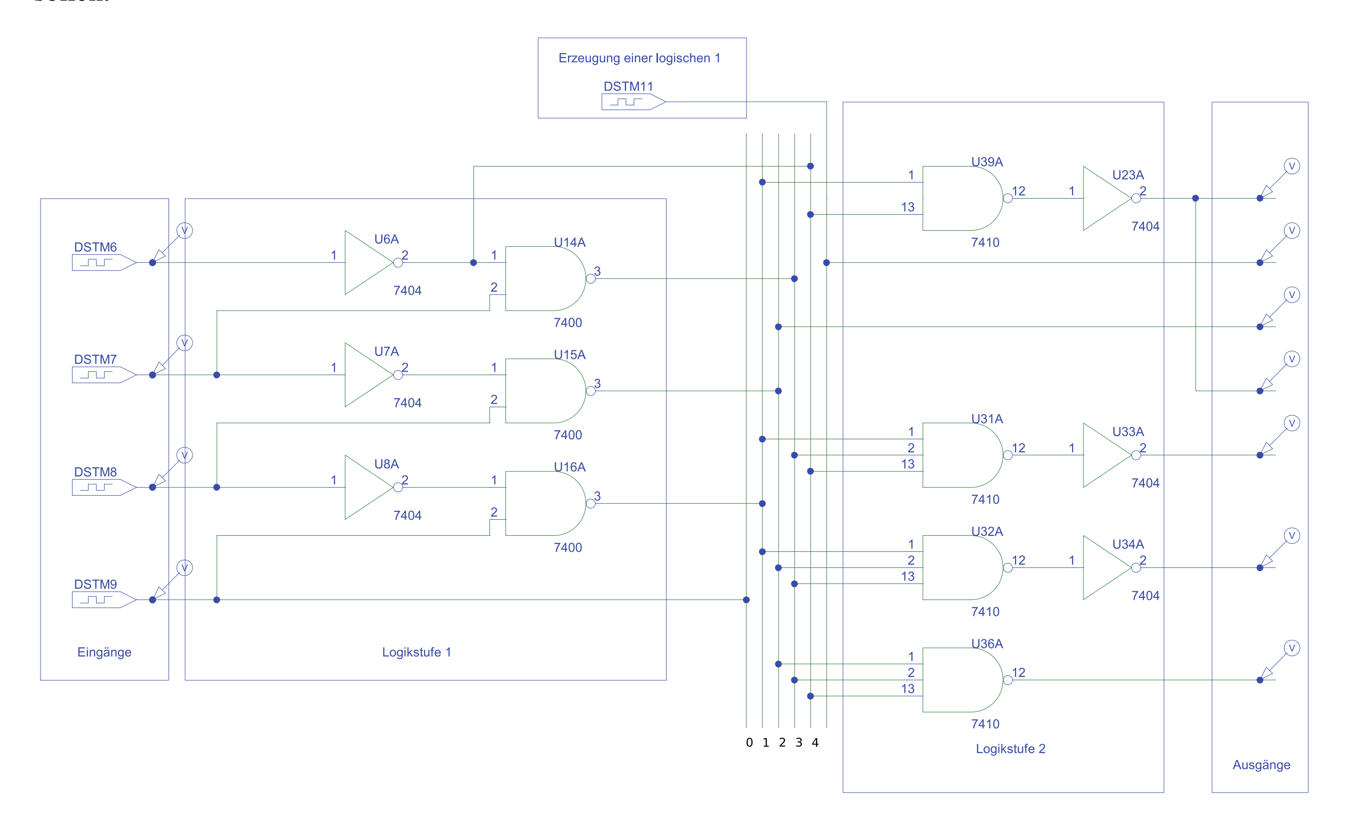



Abbildung 1.13: Schaltungsplan der Zehnerstelle

***Steven Schmidt***

## 3.4 Die Anzeige

Die Ausgangssignale für die Segmente a-g sollten nicht direkt an die 7-Segment-Anzeige angelegt werden, da unter Umständen zu hohe Ströme auftreten können. Deshalb sollte man zwischen den Ausgängen der Logikschaltung und den Eingängen der 7-Segment-Anzeige noch jeweils einen Widerstand einfügen. $470\,\Omega$ ergeben hierfür einen geeigneten Strom und eine gut sichtbare Helligkeit der Segmente. Verwendet wurde die RT-SC23-12 7-Segment-Anzeige von der Firma Kingbright - es handelt sich um eine superhelle, rote Anzeige mit Kathodenanschluss. Da auch zweistellige Temperaturwerte anzeigt werden sollen, wurden zwei solcher Anzeigen verwendet. In Abbildung 1.14 ist der Aufbau der benutzten 7-Segment-Anzeige zu sehen.

Eine wie dort zu erkennende Darstellung der Pinabstände war besonders für das Eagle-Layout von Bedeutung, da es kein vorgefertigtes Bauteil gibt. So wurden über genaue Koordinaten die Position von Pins festgelegt. Desweiteren wurde im Eagle-Layout der Bottom-Layer verwendet und die Pinbelegung horizontal gespielt, um die Anzeige auf der gegenüberliegenden Seite der Widerstände und des Eingangssteckers anlöten zu können. So kann die Anzeige besser in die Rückwand des Gehäuses eingebaut werden.
Die in der Abbildung 1.14 dargestellten Pins 3 und 8 sind die Anschlüsse für die Versorgung der 7-Segment-Anzeige. Beide sind intern kurzgeschlossen. Da das für die Logikschaltung verwendete „High“-Potential von $5\,\text{V}$ nicht zum Betreiben der 7-Segment-Anzeige ausreicht, wurde als Masse die ebenso mitgelieferten $-5\,\text{V}$ verwendet. So wurde die nötige Differenzspannung erzeugt.

***Steven Schmidt***

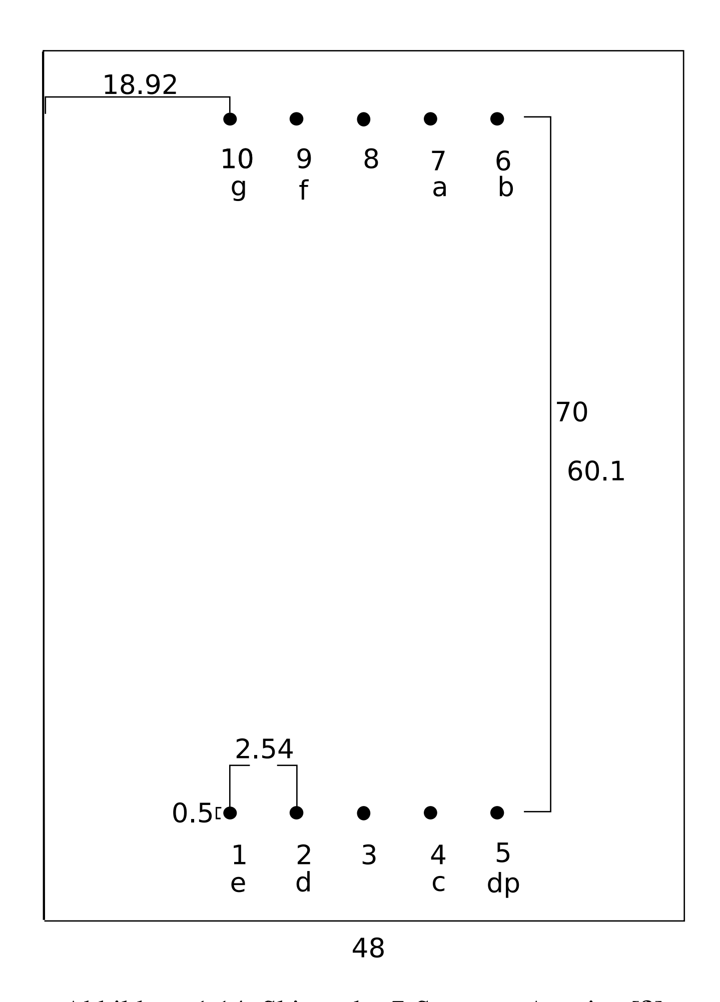



Abbildung 1.14: Skizze der 7-Segment-Anzeige [?]

# 4. Gewichtsmessung

**Teilnehmer:** Robert Franke, Alexander Bittner
Das Ziel der Untergruppe „Gewichtsmessung“ war die Realisierung einer Messschaltung, die eine gewichtsabhängige Spannung ausgibt und temperaturstabil im Bereich $0..60°\mathrm{C}$ ist. Die Schaltung soll zum Messen des Gewichtes eines befüllten Glases dienen, um den Füllstand lichttechnisch zu simulieren.

## 4.1 Theorie

Wichtig für den Entwurf einer Messschaltung ist die Frage, welche Anforderungen die Schaltung erfüllen soll. Gefordert war in unserem Fall, dass die Schaltung eine proportionale Spannungsänderung zum Gewicht ausgibt; dabei soll bei Nichtbelastung bzw. bei einem leeren Glas eine Spannung von $0\,\mathrm{V}$ und bei einem vollen Glas eine von $5\,\mathrm{V}$ ausgegeben werden. Der Verlauf der Spannungsänderung sollte zudem für die Weiterverarbeitung linear sein. Der Sensor selbst beziehungsweise die Schaltung soll temperaturstabil sein.
Die erste Idee einer gewichtsabhängigen Spannungsänderung war die Realisierung über eine Messbrücke. Dort ändern gewichtsabhängige Widerstände (DMS, FSR, et cetera) die Diagonalspannung. Eine Vollbrücke (alle Widerstände sind gewichtsabhängig) wäre sogar temperaturstabil und hätte als Ausgangspannung eine lineare Kennlinie. Durch die Abgleichbedingung könnte der Offset auf $0\,\mathrm{V}$ eingestellt werden. Wenn man die Diagonalspannung mit einem Differenzverstärker abgreift, kann man dann auch den Anstieg der Spannung so einstellen, dass bei einem vollen Glas die vollen $5\,\mathrm{V}$ am Ausgang anliegen.

Als Sensor, der seinen Widerstand bei Gewichtsänderung vergrößert oder verkleinert, haben wir uns für den FSR150NS (Force Sensing Resistor) entschieden. Dieser verringert seinen Widerstand mit wachsendem Druck, da intern immer mehr Widerstände parallel geschlossen werden.



Abbildung 1.15: [**?**, Bauformen des FSR150NS]

Dadurch wird jedoch die Ausgangsspannung negativ und muss mit einem invertierenden Verstäker aufbereitet werden. Ausserdem kann der FSR von $3\,\mathrm{M\Omega}$ auf $2\,\mathrm{k\Omega}$ fallen, dadurch müsste zur Leistungsanpassung hinter der Diagonalspannung und vor dem Differenzverstärker ein Impedanzwandler angeschlossen werden. Das größte Problem allerdings ist der Kostenfaktor: Pro Messplatz müssten vier Sensoren verbaut werden, um eine temperaturstabile und lineare Spannungsänderung zu bekommen. Aus diesen Gründen haben wir uns gegen die Messbrücke entschieden.

Im Datenblatt des FSR150NS wurde erklärt, dass wenn der Sensor an einen invertierenden Verstärker angeschlossen wird, er sich zur drückenden Kraft annähernd linear verhält. Da der Sensor einen Temperaturkoeffizienten von $0{,}8\%$ pro Kelvin hat, mussten wir durch Isolationswerkstoffe den Sensor vor größeren Temperaturänderungen abschirmen. Der Sensor selbst kann von $-40°C$ bis $85°C$ betrieben werden.

Über dem parallelen Widerstand des OPVs könnte man die Verstärkung einstellen, da der FSR aber auch seinen Widerstandswert verändert, wird für die Abgleichanleitung die Verstärkung $\mathrm{V} = 1$ gewählt. Zudem ist die Ausgangsspannung negativ:

$$U_a = -U_e \cdot \frac{R_2}{R_{FSR}} \tag{1.31}$$

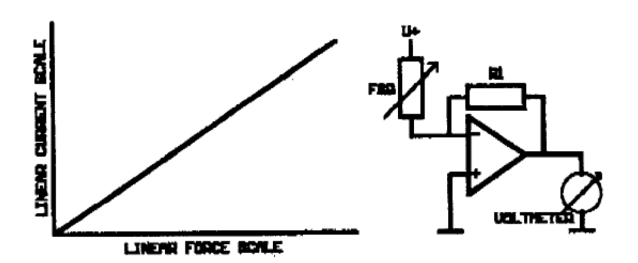



Abbildung 1.16: [?, Linearität aus dem Datasheet vom FSR150NS]

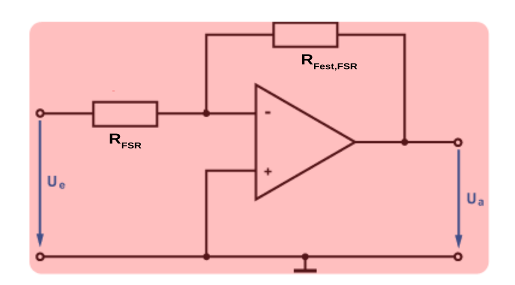



Abbildung 1.17: [?, Invertierer]

Als Folge dessen mussten wir mittels eines Differenzverstärkers die Spannung invertieren, den Offset und aus oben genannten Gründen, dort auch die Verstärkung einstellen.

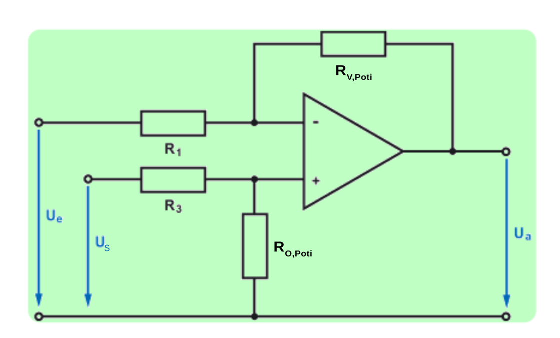



Abbildung 1.18: [?, Subtrahierer]

Da wir keine empirische Werte haben und damit nicht aussagen konnten, wie hoch der Widerstandswert des FSRs ist, haben wir aus Sicherheitsgründen einen Impedanzwandler zur Leistungsanpassung zwischen dem invertierenden und dem Differenzverstärker gebaut. Grund dafür ist, dass so eine niederohmige Quelle an den hochohmigen Eingang des Differenzverstärkers ohne große Verluste anschließbar ist.

Um durch das Einstellen eines Offsets negative Spannungen verhindern zu können, sollte an dem Ausgang des Differenzverstärkers eine Diode in Durchlassrichtung eingebaut werden. Die maximale Ausgangsspannung lässt sich begrenzen, indem man die Ausgangsspannung über eine Zener-Diode abgreift.

**Schnittstellen**

- Eingangssignal 5V (extern)
- Spannungsversorgung $\pm$ 15V für OPVs (extern)

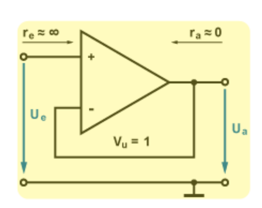



Abbildung 1.19: [?, Impedanzwandler]

- Spannungsversorgung -5V vom Offset (extern)
- Ausgangssignal 0-5V für Lichtgruppe (intern)

## 4.2 Berechnung und Dimensionierung

Elementar für die Dimensionierung der Schaltung ist der FSR. Das bedeutet, dass also zuerst empirische Messwerte für den Widerstandswert eines leeren Glases und eines vollen Glases ermittelt werden mussten. Dafür ist natürlich die Realisierung der Mechanik und des Normglases sehr wichtig - aber dazu später.
Die exakte Bestimmung ist hingegen wieder trivial, da wir später die Feinabstimmung über Potentiometers realisieren, jedoch ist die Größenordnung des FSR fundamental für die Potentiometers.
Eine Beispielmessung ergab folgende Daten:

- $\mathrm{R}_{FSR}$ (Glas leer) = $7\,\mathrm{k}\Omega$
- $\mathrm{R}_{FSR}$ (Glas voll) = $5\,\mathrm{k}\Omega$

Da ich an meinem invertierenden Verstärker keine Verstärkung möchte, wähle ich $\mathrm{R}_{FSR} = \mathrm{R}_{Fest,FSR}$. Die Übertragungsfunktion lautet:

$$\mathrm{U}_a(\text{Glas leer}) = -\mathrm{U}_e \cdot \frac{\mathrm{R}_{Fest,FSR}}{\mathrm{R}_{FSR}} \tag{1.32}$$

Mein FSR wird mit einer Betriebspannung von $5\,\mathrm{V}$ betrieben, daraus resultiert:

$$\mathrm{U}_a(\text{Glas} \quad \text{leer}) = -5\,\mathrm{V} \cdot \frac{7\,\mathrm{k}\Omega}{7\,\mathrm{k}\Omega} = -5\,\mathrm{V} \tag{1.33}$$

$$\mathrm{U}_a(\text{Glas} \quad \text{voll}) = -5\,\mathrm{V} \cdot \frac{7\,\mathrm{k}\Omega}{5\,\mathrm{k}\Omega} = -7\,\mathrm{V} \tag{1.34}$$

Wir haben also eine Spannungsänderung $\Delta U_a = 2\,V$, unser Ziel ist jedoch eine Spannungsänderung $\Delta U_a = 5\,V$; es muss also im Differenzverstärker eine Verstärkung von 2,5 erzielt werden.
Die Übertragungsfunktion des Subtrahierers lautet:

$$\mathrm{U}_a(\text{Subtrahierer}) = \underbrace{\mathrm{U}_O \cdot \frac{(\mathrm{R}_1 + \mathrm{R}_{\text{V,Potentiometer}}) \cdot \mathrm{R}_{\text{O,Potentiometer}}}{(\mathrm{R}_3 + \mathrm{R}_{\text{O,Potentiometer}}) \cdot \mathrm{R}_1}}_{\text{Offset}} - \underbrace{\mathrm{U}_e \cdot \frac{\mathrm{R}_{\text{V,Potentiometer}}}{\mathrm{R}_1}}_{\text{Verstärkung}} \tag{1.35}$$

Offensichtlich gilt:

$$\frac{\mathrm{R}_{\text{V,Potentiometer}}}{\mathrm{R}_1} \stackrel{!}{=} 2{,}5 \tag{1.36}$$

Wenn ich für mein $R_1 = 10\,\mathrm{k}\Omega$ wähle, folgt:

$$\mathrm{R}_{\text{V,Potentiometer}} = 2{,}5 \cdot 10\,\mathrm{k}\Omega = 25\,\mathrm{k}\Omega \tag{1.37}$$

Damit ist die Verstärkung realisiert.
Nun sollen aber bei dem Signal „Glas leer“ $0\,\mathrm{V}$ rauskommen - bei einem Offset von $0\,\mathrm{V}$ gilt dann folgende Beziehung für die Ausgangsspannung:

$$\mathrm{U}_a = -(\mathrm{U}_a(\text{Glas} \quad \text{leer})) \cdot \frac{\mathrm{R}_{\text{V,Potentiometer}}}{\mathrm{R}_1} = -(-5\,\mathrm{V}) \cdot 2{,}5 = 12{,}5V \tag{1.38}$$

Es muss also ein Offset von $-12{,}5\,\mathrm{V}$ eingestellt werden. Die Versorgungsspannug des Offsets ist $-5\,\mathrm{V}$, also folgt:

$$\mathrm{U}_a(\mathrm{Offset}) = \mathrm{U}_O \cdot \frac{(\mathrm{R}_1 + \mathrm{R}_{\mathrm{V,Potentiometer}}) \cdot \mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}}}{(\mathrm{R}_3 + \mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}}) \cdot \mathrm{R}_1} \tag{1.39}$$

$$-12{,}5\,\mathrm{V} = -5\,\mathrm{V} \cdot \frac{(10\,\mathrm{k}\Omega + 25\,\mathrm{k}\Omega) \cdot \mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}}}{(\mathrm{R}_3 + \mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}}) \cdot 10\,\mathrm{k}\Omega} \tag{1.40}$$

$$125 \cdot \mathrm{R}_3 = 300 \cdot \mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}} \tag{1.41}$$

$$\frac{\mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}}}{\mathrm{R}_3} \approx 0{,}42 \tag{1.42}$$

Wenn man für $\mathrm{R}_3 = 10\,\mathrm{k}\Omega$ wählt, muss man für $\mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}} = 4{,}2\mathrm{k}\Omega$ einstellen.
Wir wissen nun also, dass die Potentiometer im ein bis zweistelligen Kiloohm-Bereich liegen müssen. Sollte der Sensor also aufgrund von Bauteiltoleranzen, Umgebungstemperatur oder mechanischen Einflüssen seine Werte ändern, so kann man mit den Potentiometern die Schaltung exakt abgleichen.

## 4.3 Schaltplan und Simulation

Die in der Theorie Unterabschnitt **1.**4.1 auf Seite 25 erläuterte Schaltung wurde in Schematics aufgebaut.

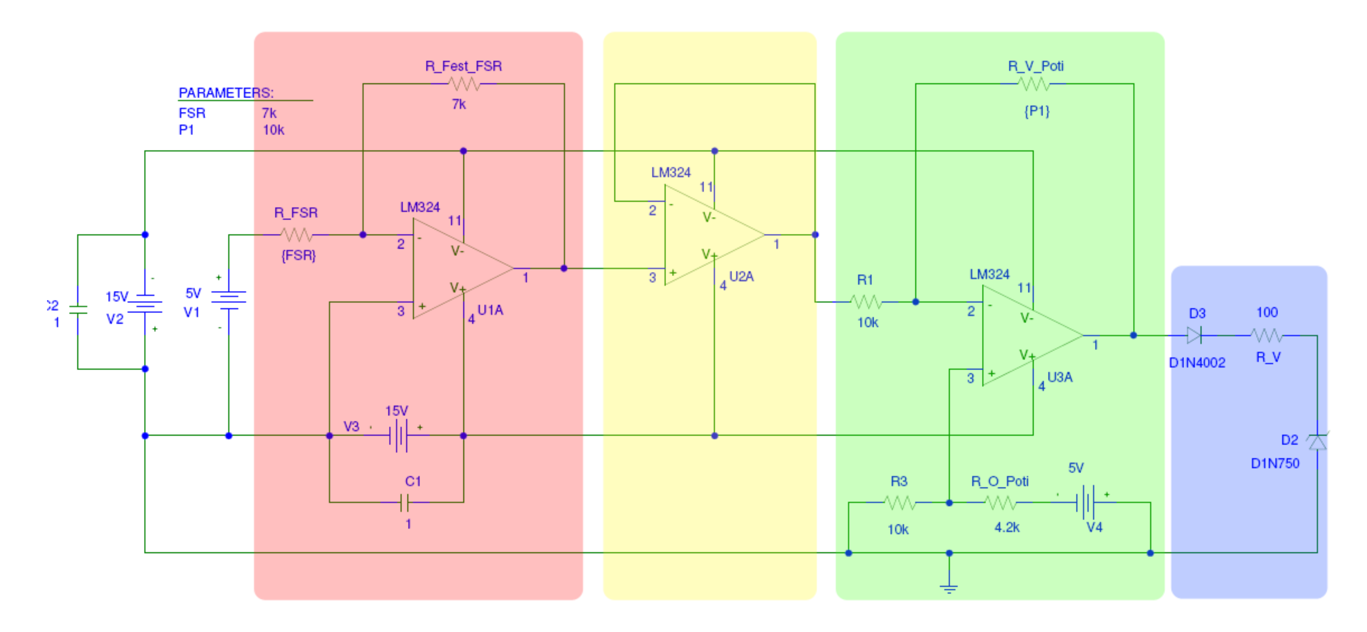



Abbildung 1.20: Schaltung in Schematics mit den vier Teilbereichen:rot (invertierende Verstärker), gelb (Impedanzwandler), grün (Subtrahierer mit Offset), blau (Spannungsbegrenzung)

Die Simulation Abbildung 1.21 auf der gegenüberliegenden Seite zeigt bei einem Eingangspegel von $5\,\mathrm{V}$ und einem FSR-Wert von $7\,\mathrm{k}\Omega$ bei einer Verstärkung von 1, dass ein linearer Anstieg von $-5\,\mathrm{V}$ zu $-7\,\mathrm{V}$ erfolgt. Der Widerstandswert des FSR fällt, deswegen steigt die Spannung auf $-7\,\mathrm{V}$.

Ziel ist es jetzt, den Differenzverstärker für unsere Ansprüche zu justieren. Wir betrachten also die Ausgangsspannung des Subtrahierers. Bei der Simulation in Abbildung 1.22 auf der gegenüberliegenden Seite wurde der Offset, wie vorher berechnet, fest eingestellt und es wurde der Widerstand $\mathrm{R}_{\mathrm{V,Potentiometer}}$ von $23\,\mathrm{k}\Omega$ bis $27\,\mathrm{k}\Omega$ variiert.

Die letzte Simultaion in Abbildung 1.23 auf Seite 30 soll einfach nur zeigen, dass bei anderem Verhalten (die Simulation zeigt andere Verstärkungsverhältnisse) der Schaltung trotzdem nur minimal $0\,\mathrm{V}$ und maximal $5\,\mathrm{V}$ am Ausgang anliegen. Damit ist gewährleistet, dass die Anzeige-Gruppe keine anderen Spannungen von uns

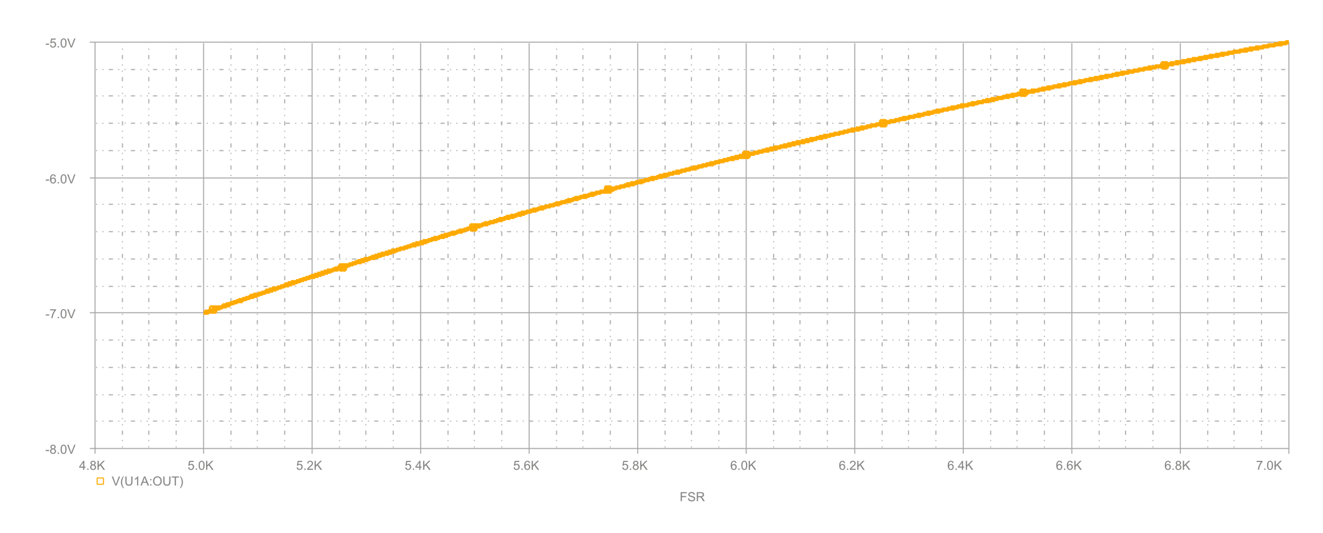



Abbildung 1.21: Simulation in Schematics: Ausgang des invertierenden Verstärkers mit 2V Differenz

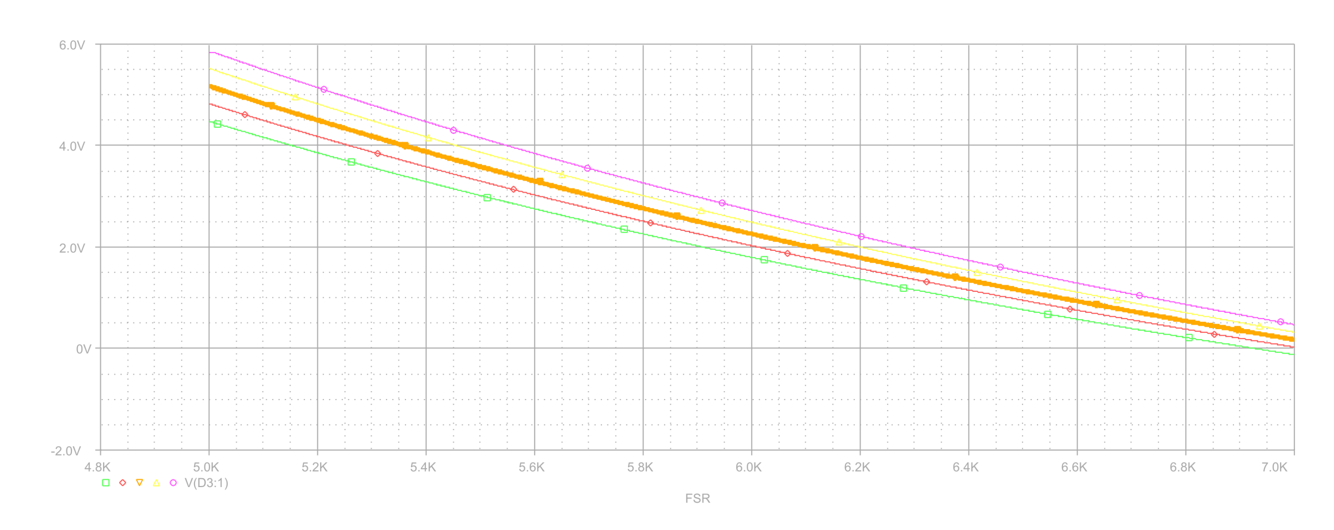



Abbildung 1.22: Simulation in Schematics mit verschieden Verstärkungsverhältnissen: dicke orange Kennlinie ist wenn das Verstärker Potentiometer auf $25\,\mathrm{k\Omega}$ eingestellt ist, so ergibt sich die gewünscht Kennlinie. Der Offset ist fest eingestellt und basiert auf der vorangegangen Berechnung

erhält. Die Maximalspannung von $5\,\mathrm{V}$ wird durch den Abfall von $0{,}7\,\mathrm{V}$ über der Diode auf $4{,}3\,\mathrm{V}$ runtergeregelt. Um das später auszugleichen, kann man die Verstärkung hochregeln.

## 4.4 Abgleichanleitung

Die Eichung des Sensors ist das wichtigste Element unserer Schaltung: Sie wird exakt auf das Normglas eingestellt, sodass es relativ egal ist, welches Glas genutzt wird. Jedoch darf für reproduzierbare Messungen das Glas nicht gewechselt werden, wenn die Schaltung einmal justiert ist.

Zuerst wird der Sensor fest mit dem Gehäuse verbaut, danach wird das Normglas auf die Mechanik mit dem Sensor gestellt. Der Widerstandswert des FSR wird mittels eines Multimeters gemessen. Der Widerstand $\mathrm{R}_{\mathrm{Fest,FSR}}$ wird nun mit einem Potentiometer oder einem Festwiderstand auf den gemessenen FSR-Wert abgeglichen. Nun kann man hinter dem invertierenden Verstärker die Spannung messen, wenn das Glas leer und wenn es voll ist. Die Spannungsdifferenz ist unser Grundanstieg, der nun eventuell verstärkt oder gedämpft werden muss. Über das Potentiometer $\mathrm{R}_{\mathrm{V,Potentiometer}}$, kann die gewünschte Steigung eingestellt werden. Man misst nun hinter dem Differenzverstärker die Spannung, wieder bei leerem und vollem Glas. Stimmt die Verstärkung, sodass eine Differenz von $5\,\mathrm{V}$ erreicht wird, kann man mittels des Potentiometers $\mathrm{R}_{\mathrm{O,Potentiometer}}$ den Offset über

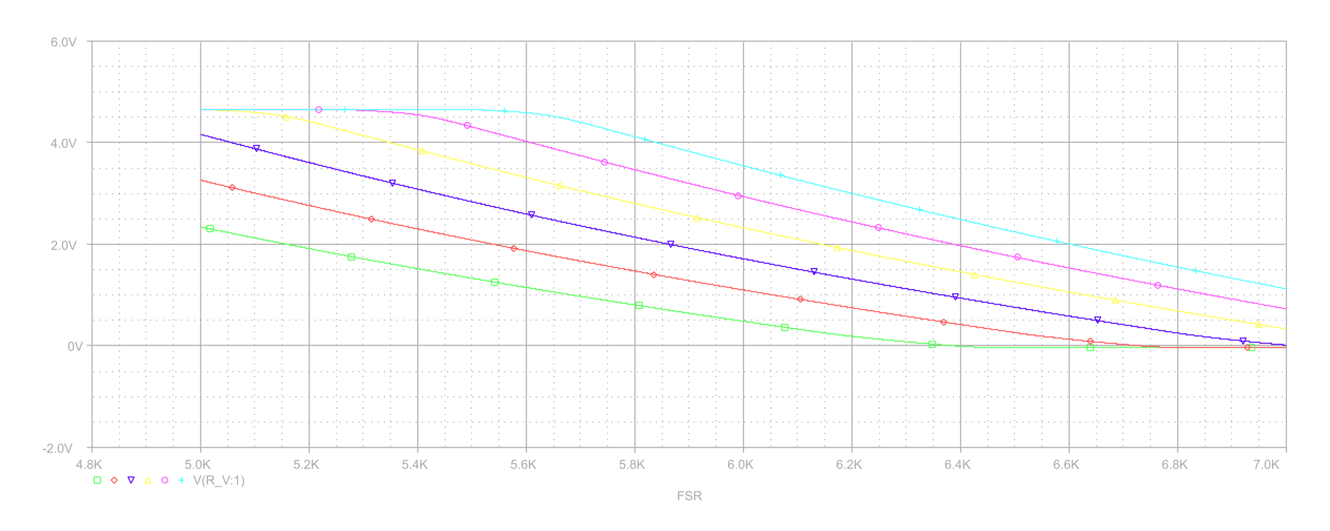



Abbildung 1.23: Simulation in Schematics: Dioden Begrenzen verschiedene Ausgangskennlinien im Bereich $0..5\,\mathrm{V}$

dem Spannungsteiler so einstellen, dass am Ausgang bei einem leeren Glas $0\,\mathrm{V}$ anliegen. Dementsprechend liegen durch die Differenzverstärkung bei einem vollen Glas $5\,\mathrm{V}$ am Ausgang.
Die gewünschten Anforderungen werden von unserer Schaltung erfüllt und können jederzeit neu angepasst werden.

## 4.5 Spezifikation

Die Realisierung der Schaltung ist für den Drucksensor denkbar einfach, doch traten die größten Probleme bei der Mechanik auf. Wie wird die Druckverlagerung realisiert? Wie kann die Temperaturgruppe ihren Sensor bei uns integrieren? Welche Abmaße hat das Gehäuse? Wie sieht das Normglas aus und welches Gewicht hat es? Wie schirmen wir unseren Sensor vor Wärme ab? Viele Fragen und viele Kopfschmerzen, doch am Ende wurden die Probleme gelöst.

Die Temperaturgruppe greift ihr Signal von einer leitenden $9\,\mathrm{cm}$ großen Platte ab. Darunter befindet sich unser Sensor mit gerademal $0{,}8\,\mathrm{cm}$ Durchmesser. Damit der Druck gleichmäßig auf den Sensor drückt, wurden Teflonscheiben von $0{,}8\,\mathrm{cm}$ Durchmesser symmetrisch auf die Oberplatte geklebt. Unter eine Teflonscheibe kann dann der Sensor geklebt werden. Die Kraftverteilung ist annähernd gleich unter jeder Teflonscheibe. Teflon bietet den Vorteil, dass es als Isolationsmaterial unseren Sensor vor zu warmen oder kalten Getränk abschirmt. Die Schaltung wurde mit Potentiometer so realisiert, dass das Gewicht eines Normglases für uns vorerst irrelevant ist. So kann man Offset und den linearen Anstieg selber regeln und perfekt justieren (siehe Unterabschnitt **1**.4.4 auf der vorhergehenden Seite).

***Robert Franke***

Gruppe 2

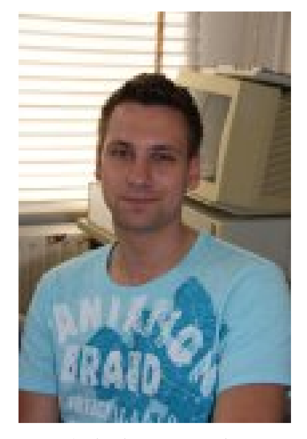
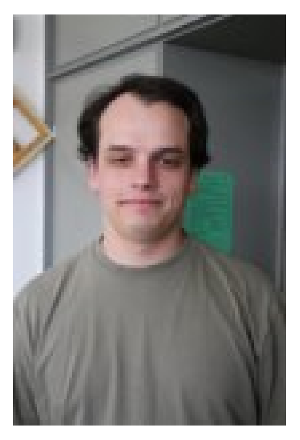
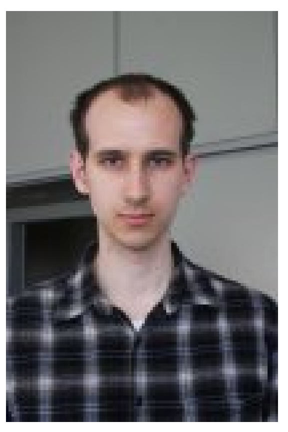
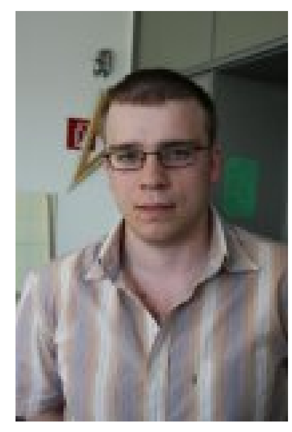
# Stromversorgung & Bus

## Inhaltsangabe

**Abstract:**
Die Gruppe 2 mit zehn Mitgliedern ist für die Stromversorgung der Sens-O-Thek, die Busbelegung der Schaltungen und Abstandmessung zuständig. Der Aufgabe gerecht wird unsere Gruppe in 2 Teilgruppen aufgeteilt, damit jede einzelne Kleingruppe konzentrierter und intensiver mit ihrer Aufgabe beschäftigen kann.
Die Netzteilgruppe mit Kirill, Ha, Christian, Marcel, Igor und Hai ist mit dem Bau der Netzteile für die Stromversorgung beschäftigt. Die Aufgabe der Sensorgruppe mit Florian, Taras, Antonio und Zied besteht darin, eine Schaltung für die Abstandmessung und für die verschiedenen Modi der Sens-O-Thek zu bauen. Die Abläufe des Projektlabors werden durch unsere Betreuer Maik, Paul und Stefan geleitet und unterstützt.

***Hai Le Dang für die Gruppe 2***

**Die Mitglieder der Gruppe 2 waren:**

| | | | |
|---|---|---|---|
|  |  |  |  |
| Christian Brüning | Marcel Couvé | Zied Gadacha | Taras Goula |
|  |  |  |  |
| Kirill Klein | Florian Esterl | Igor Kovalev | Huu Thanh Ha Le |
|  |  | |  |
| Hai Le Dang | Antonio Pavič | | **Mike Schmiedel** |

# 1. Theoretische Grundlagen des Netzteils

## 1.1 Einführung

In diesem Kapitel soll der Leser erfahren, welche Aufgaben allgemein das Netzteil hat und wie es aufgebaut ist. Dazu wird die von unserer Gruppe realisierte Schaltung (Abbildung 2.1) in ihre einzelnen Module zerlegt. Die Erklärung wird auch modular erfolgen, d. h. man kann sich über das gerade interessierende Thema einfach informieren. Als Beispiel soll dann im nächsten Kapitel eine Schaltung, die auch von uns realisiert wurde, konkret berechnet werden.

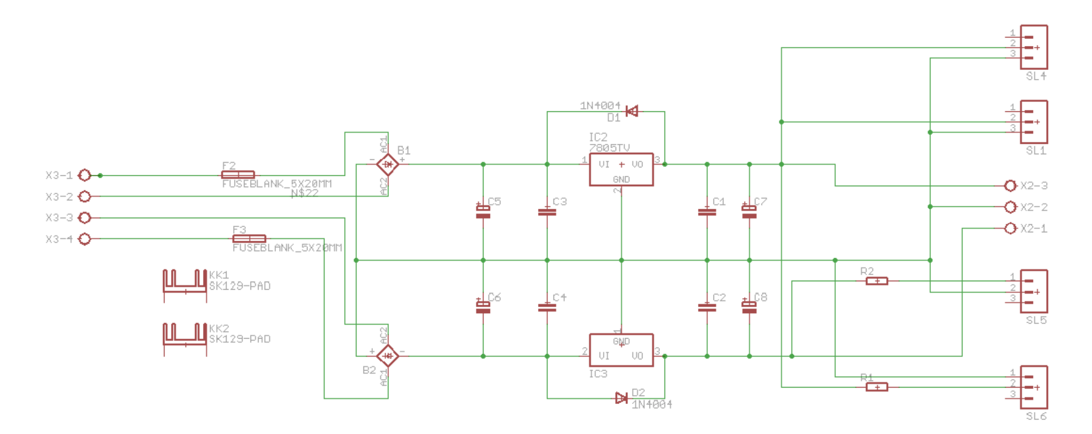



Abbildung 2.1: 5 V Schaltung, die von unserer Gruppe realisiert wurde

Die Netzteile werden aufgebaut, um die Wechselspannung (für Europa gilt $U = 230\,V$ und $f = 50\,Hz$) in eine Gleichspannung umzuwandeln, da für den Betrieb elektronischer Baugruppen fast immer eine Gleichspannung benötigt wird. Bevor man eine gewünschte Gleichspannung am Ausgang bekommt, muss die Wechselspannung entsprechend behandelt werden. Sie muss transformiert, gleichgerichtet, geglättet, und geregelt (also stabilisiert) werden. Des Weiteren muss man sich auf jeden Fall die Gedanken über eine geeignete Sicherung machen, bevor man seine fertige Schaltung an die 230 V anschließt. Das Blockschaltbild ist in Abbildung 2.2 dargestellt.

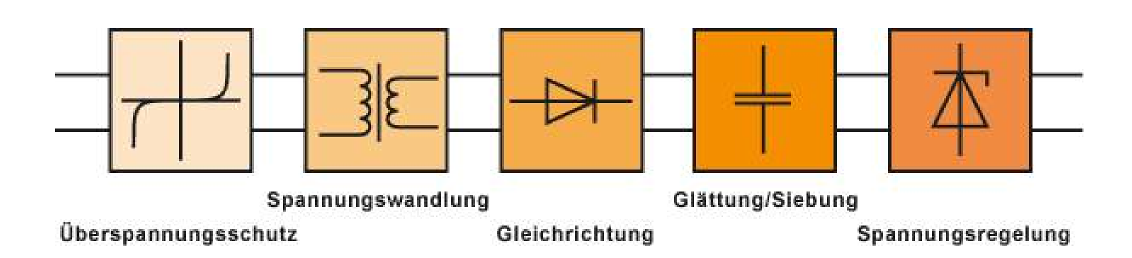



Abbildung 2.2: Blockschaltbild

## 1.2 Sicherung

Eine Sicherung muss eingebaut werden, um die Bauteile zu schütztén. Wenn man zum Beispiel der Schaltung einen zu hohen Strom entnimmt, ist es besser, wenn eine Sicherung durchbrennt, als dass die Gefahr besteht, dass die ganze Schaltung zerstört wird - denn eine Sicherung ist günstiger und kann nach der Beseitigung des Fehlers leicht ausgetauscht werden.
Wir haben uns bei unseren Schaltungen für träge Schmelzsicherungen entschieden. Es gibt natürlich auch flinke Sicherungen; hier würden sie aber keinen Sinn machen, da nachdem eine Sicherung ausgelöst hat, einige Zeit vergehen würde, bis das Magnetfeld im Transformator abgebaut und der Stromkreis tatsächlich unterbrochen wurde.

## 1.3 Spannungswandlung

Die Spannung muss auf einen bestimmten Wert transformiert werden. In unserem Fall beschränken wir uns auf das Heruntertransformieren. Dabei muss man auf den Spannungsabfall, Strom und damit auf die von der Schaltung zu entnehmende Leistung achten, um dann den richtigen Transformator aussuchen zu können.

## 1.4 Gleichrichtung

Nach der Gleichrichtung wird eine pulsierende Gleichspannung aus der Wechselspannung erzeugt. Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die Gleichrichtung zu realisieren; die einfachste ist die Einpulsmittelpunktschaltung (siehe dazu Abbildung 2.3 links). Dies ist eine Einweggleichrichterschaltung, die allerdings einen zeitlich nicht konstanten Verlauf liefert (siehe dazu Abbildung 2.3 rechts) und daher für die meisten praktischen Zwecke nicht geeignet ist. In der abgebildeten Form wird die Diode nur bei der positiven Halbwelle leitend, bei der negativen sperrt sie. Wir haben uns für die Brückengleichrichterschaltung (siehe Abbildung 2.4) entschieden - aus diesem Grund wird auf diese hier etwas detaillierter eingegangen. Die positive Halbwelle geht über die Dioden $D_3$ und $D_2$, während die negative über $D_4$ und $D_1$ (siehe Abbildung 2.4 a). Somit hat man einen zeitlich konstanten, pulsierenden Gleichstrom erzeugt (siehe Abbildung 2.4 b).
Diese Schaltung wird auch B2-Brückenschaltung genannt, da nur zwei Dioden jeweils in einer Halbperiode leitend sind.

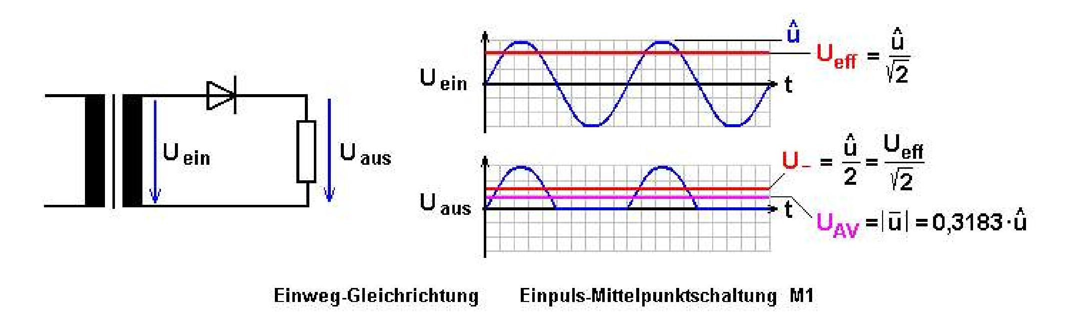



Abbildung 2.3: Einpulsmittelpunktschaltung

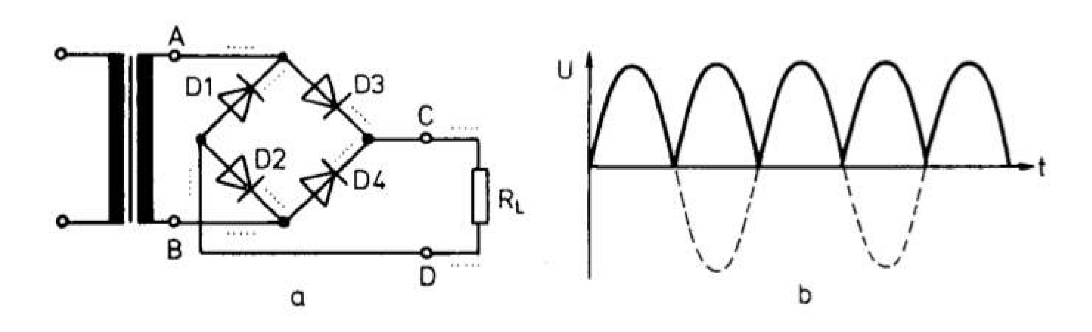



Abbildung 2.4: Brückenschaltung

## 1.5 Glättung

Für die Glättung werden Kondensatoren verwendet - meist nimmt man Elektrolytkondensatoren, da diese bei einer vergleichsweise kleinen Baugröße eine höhere Kapazität aufweisen, als die herkömmlichen Kondensatoren (siehe Abbildung 2.5 auf der gegenüberliegenden Seite). In der Abbildung sind die Kondensatoren (es können, wie in der bei uns praktisch realisierten Schaltung, auch mehrere sein) stellvertretend mit $C_L$ (Ladekondensator) bezeichnet. Je größer die Kapazität von $C_L$ ist, desto glatter wird der Spannungsverlauf - allerdings darf die Kapazität nicht beliebig gewählt werden, da der zu hohe Ladestrom die Dioden zerstören könnte.

Beim Einbau der Elektrolytkondensatoren muss man unbedingt auf die Polung achten! Die Kondensatoren laden sich beim positiven Spannungsanstieg auf und überbrücken die Spannungslücke zwischen den Halbwellen (siehe dazu Abbildung 2.6). Nach der Glättung weist der Verlauf der Spannung einen Brummanteil auf (siehe dazu auch Abbildung 2.6). Diese Brummspannung ist der Wechselanteil der geglätteten Spannung. Sie ist von der Kapazität und von dem Strom, der entnommen wird, abhängig.

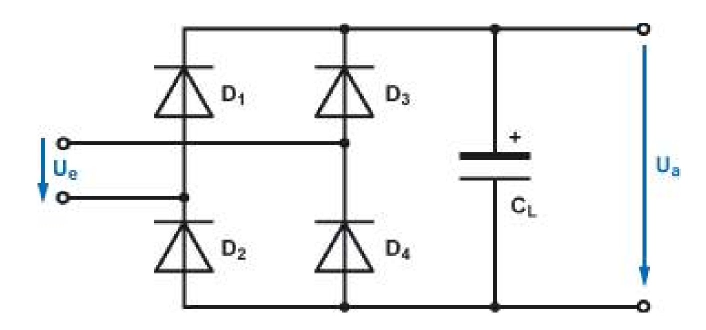



Abbildung 2.5: Brückenschaltung mit dem Ladekondensator

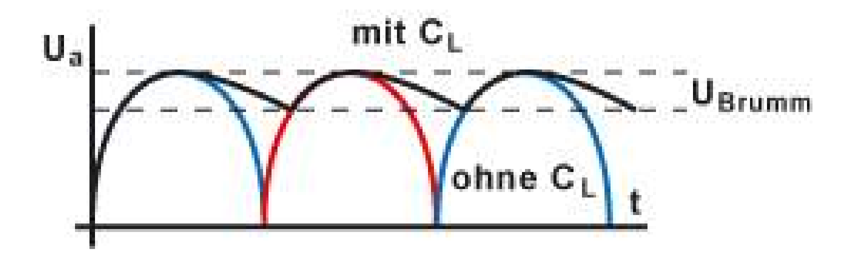



Abbildung 2.6: Demonstration der Überbrückung zwischen den Halbwellen durch Ladekondensatoren und Veranschaulichung der Brummspannung

## 1.6 Siebung

Die Siebung hat die Aufgabe die Brummspannung weiter zu verringern. Natürlich kann man schon gute Ergebnisse nur mit Kondensatoren erreichen, sodass die Brummspannung praktisch vernachlässigbar ist. Dies wurde bei uns so praktisch realisiert.
Es gibt aber weitere Möglichkeiten, die wir hier kurz darstellen wollen: Man kann das so genannte RC - Glied verwenden (vergleiche dazu Abbildung 2.7). Durch $R_S$ und $C_S$ werden die Spannungsschwankungen ausgeglichen. Wenn man aber hohe Ströme ziehen möchte, so wird der erste Nachteil dieser Realisierung sichtbar: Durch den Widerstand $R_S$ wird es zu hohen Verlusten kommen. Eine bessere Alternative wäre das LC-Glied (vergleiche Abbildung 2.8 auf der folgenden Seite). Die Spule $L_S$ hat einen kleineren ohmschen Widerstand, allerdings ist sie groß und hat ein größeres Gewicht, weshalb diese Schaltung auch selten eingesetzt wird - wobei unsere Gruppe die Siebung zunächst nach diesem Schema mit dem LC-Glied realisieren wollte.

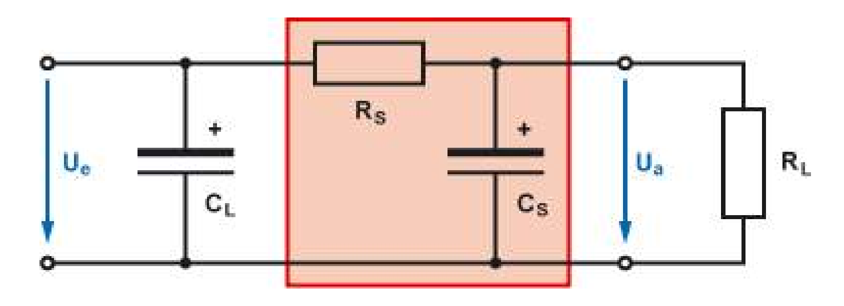



Abbildung 2.7: RC-Glied

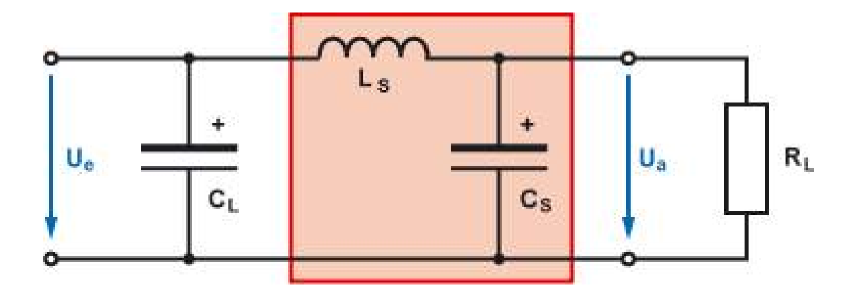



Abbildung 2.8: LC-Glied

## 1.7 Spannungsstabilisierung

Auch für die Spannungsstabilisierung gibt es viele Möglichkeiten, wie zum Beispiel die von unserer Gruppe diskutierte Stabilisierung über eine Zener-Diode - allerdings ist diese Möglichkeit nur für kleine Ströme geeignet; für größere Ströme sollte man am Besten integrierte Festspannungsregler nehmen, was wir auch taten. Sie bestehen aus mehreren Verstärkerstufen und Stabilisierungselementen. Wir haben die bekanntesten Spannungsregler aus der 78XX und 79XX Serie verwendet, wobei 78 für positive und 79 für negative Spannung steht (siehe dazu Abbildung 2.9). Die XX stehen für Spannungswerte (zum Beispiel 05 für 5 V).
Wir haben die 78S05/79S05 genommen; diese Spannungsregler können Ströme von bis zu 2 A aushalten.



Abbildung 2.9: Festspannungsregler

***Igor Kovalev***

# 2. Gleichspannungerzeugung aus der Netzspannung

## 2.1 Einleitung

Die Gruppe 2 beschäftigt sich mit der Stromversorgung der SenO-Thek, somit liefert Gruppe 2 allen anderen Gruppen die erforderlichen Spannungen und Leistungen. Aufgrund der unterschiedlichen Bauteilen und Schaltungen werden verschiedene Spannungen und Leistungen benötigt. Um die Dimension und Komliziertheit des Neutzteils in Grenzen zu halten, wird die Anzahl der zur Verfügung stellenden Spannungen reduziert und man hat sich auf folgende Spannungen geeinigt: $\pm 5V$; $\pm 15V$; $\pm 24V$
Da vielfach Operationsverstärker und digitale Elektronik eingesetzt werden, ist eine stabile Spannungsversorgung erforderlich, damit die Bauteile zuverlässig arbeiten und Fehler vermieden werden können. Des Weiteren werden einige Schaltungen sehr viel Leistung benötigen, was beim Entwurf der Netzteils berücksichtigt und angepasst werden muss oder sogar entscheidend bei der Wahl der Schaltung für das Netzteil wird. Deshalb resultiert bei der Realisierung folgendes Ergebnis: Die Schaltungen für eine geringe Belastung ($< 1{,}5A$) sind schematisch ähnlich aufgebaut; sie unterscheiden sich nur in den Werten der verwendeten Bauteile. Bei stärkerer Belastung wird jedoch eine andere Schaltung verwendet, welches in einem anderen Abschnitt behandelt wird (siehe dazu Abschnitt **2.**3. auf Seite 44).

Die Theorie, die wichtig beim Bau eines Netzteils ist, wurde bereits in Abschnitt **2.**1. auf Seite 35 ausführlich erklärt. Auf ihr basierend werden die Schaltungen entworfen und realisiert. Die Vorgehensweise war so, dass wir die Netzspannung als Eingang und die Ausgangsgleichspannung als Ausgang betrachten. Aus dem Ausgang zurück wird die Schaltung Schritt für Schritt vervollständigt. Nach dem Entwurf mit theoretisch berechneten Bauteilen werden die Schaltungen mit Hilfe von PSpice simuliert. Aus der Simulationen heraus wurden Korrekturen vorgenommen. Zuletzt wurden die Schaltungen realisiert, auf Fehler untersucht und weitere Korrekturen vorgenommen. Diese Vorgehenweise ermöglicht uns, der Anforderung nah zu bleiben und gleichzeitig aus der Theorie der Praxis immer ein Schritt näher zu kommen.
Da alle Schaltung vom Aufbau gleich sind, haben wir uns bei der Entwicklung für die Schaltung mit $+15$ V entschieden. Andere Schaltungen unterscheiden sich nur in Parametern der Bauteile.
Die Aufgabe bestand also darin, aus der Netzspannung eine stabile Gleichspannung von $+15$ V zu erzeugen, wobei die Quelle mit maximal 1 A belastet werden durfte.

## 2.2 Schaltungsaufbau

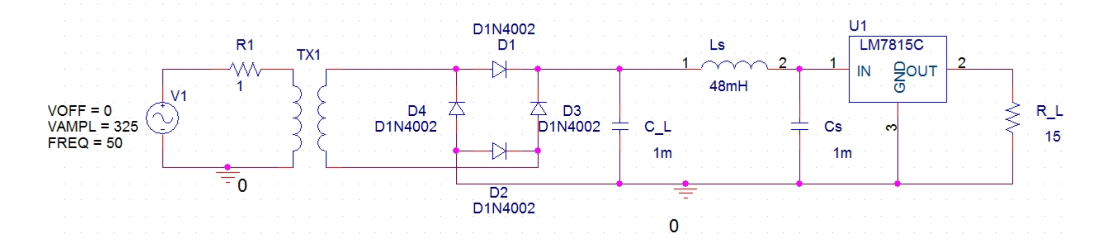



Abbildung 2.10: Schaltungsaufbau

- **Transformator:** Der Transformator transformiert die Wechselspannung aus dem Netz in eine Wechselspannung kleinerer Amplitude und liefert damit die erforderliche Leistung für die Schaltung.
- **Brückengleichrichter:** Der Gleichrichter besteht aus vier geeigneten Dioden und wandert die Wechselspannung in eine pulsierende Gleichspannung um, welche dann weiter bearbeitet wird.
- **Ladekondensator $C_L$:** Der Ladekondensator glättet die pulsierende Gleichspannung nach dem Gleichrichter, sodass danach eine Gleichspannung mit kleinerer Welligkeit entsteht. Meist werden Elektrolytkondensatoren mit hoher Kapazität verwendet.

- $LC$**-Siebglied:** Das LC-Siebglied glättet die Spannung nochmal und verbessert die Glättung durch Reduzierung der Welligkeit der Gleichspannung.
- **Festsspannungsregler 7815:** Der Festsspannungsregler regelt die Spannung auf einen konstanten, stabilen Wert von 15 V und liefert einen maximalen Strom von 1,5 A.
- **Last:** Der Lastwiderstand $\mathrm{R}_L$ regelt die Belastung der Gleichspannungsquelle.

## 2.3 Dimensionierung der Bauteile

Der Spannungsregler liefert eine feste Spannung von 15 V. Damit der Regler einwandfrei funktioniert, soll ein Spannungsunterschied von circa 3 V zwischen Eingang und Ausgang bestehen. Damit die Verlustleistung am Regler nicht zu groß wird, wählen wir eine Eingangspannung von 18 V für den Regler.

- **Ladekondensator:** Aufgrund des Spannungsabfalls an der Spule des Siebglieds soll am Ladekondensator eine um etwa 20% höhere Spannung als am Ausgang des Siebglieds liegen.

$$U_{CL} = 1,2 \cdot 18V = 21,6V \tag{2.1}$$

Die Welligkeit der Gleichspannung soll mit dem Kondensator auf 20%reduziert werden:

$$\omega_{CL} = 20\% \cdot \omega_{Gleichrichter} = 0,2 \cdot 0,485 = 0,1 \qquad |\omega_{Gleichrichter} = 0,485 \tag{2.2}$$

So beträgt die Welligkeitsspannung am Kondensator:

$$U_\omega(CL) = \omega_{CL} \cdot U_{CL} = 0,1 \cdot 21,6\,\mathrm{V} = 2,16\,\mathrm{V} \tag{2.3}$$

Der Kondensator kann berechnet werden:

$$U_{CL} = 1,2 \cdot U_w(CL) = \frac{1,2 \cdot I}{\omega_g \cdot C_L} \qquad | \qquad I = 1\,\mathrm{A} \tag{2.4}$$

$$C_L = \frac{1,2 \cdot I}{\omega_g \cdot U_w(CL)} = \frac{1,2 \cdot 1\,\mathrm{A}}{2 \cdot \pi \cdot 100\frac{1}{s} \cdot 2,16\,\mathrm{V}} = 0,89\,\mathrm{mF} \tag{2.5}$$

Wir verwenden einen Kondensator mit der Kapazität $1\,\mathrm{mF}$ und erhalten eine tatsächliche Welligkeitsspannung von:

$$U_w(CL) = \frac{1,2 \cdot 1\,\mathrm{A}}{2 \cdot \pi \cdot 100\frac{1}{s} \cdot 1\,\mathrm{mF}} = 1,91\,\mathrm{V} \tag{2.6}$$

- **Siebschaltung:** Die Siebung soll die Welligkeitsspannung weiter reduzieren und wir stellen eine Forderung, dass die Welligkeitsspannung am Ausgang des Siebglieds im Bereich $\pm 100\,\mathrm{mV}$ liegt. Damit erhalten wir einen Siebfaktor von: $S = \frac{1{,}91\,\mathrm{V}}{100\,\mathrm{mV}} = 19,1$ Wir wählen einen Kondensator $C_s$ gleicher Kapazität, wie der Ladekondensator $C_L$ und berechnen nun die erforderliche Induktivität für die Spule $L_s$:

$$L_s = \frac{S}{\omega^2 \cdot C_s} = \frac{19,1}{\left(2 \cdot \pi \cdot 100\frac{1}{s}\right)^2\ \mathrm{mF}} = 48\,\mathrm{mH} \tag{2.7}$$

- **Gleichrichter:** Die Dioden des Gleichrichters sollen eine Sperrspannung von $\sqrt{2} \cdot \mathrm{U}_e$ aushalten können. Dabei ist $\mathrm{U}_e$ der Effektivwert der pulsierenden Gleichspannung nach dem Gleichrichten. Es gilt:

$$\mathrm{U}_e = 0,85 \cdot \mathrm{U}_{CL} = 0,85 \cdot 21,6\,\mathrm{V} = 18,36\,\mathrm{V} \tag{2.8}$$

Somit sollen die Dioden eine Sperrspannung von mindestens $18,36\,\mathrm{V} \cdot \sqrt{2} = 25,96\,\mathrm{V}$ aushalten können. Außerdem müssen die Dioden einen Strom von $\sqrt{2} \cdot 1\,\mathrm{A} = 1,41\,\mathrm{A}$ standhalten. Somit wählen wir den **B40C3700 SILIZIUM BRÜCKENGLEICHRICHTER** mit der Spannung $U = 40\,\mathrm{V}$ und $I_{nenn} = 3,2\,\mathrm{A}$.

- **Transformator:** Unter Berücksichtingung des Transformatorverlustes wird eine um 15% höhere Spannung für die Berechnung des Versetzungsverhältnis genommen.
  Es gilt:
$$V = \frac{230V}{1,15 \cdot 18,36\,\mathrm{V}} = 10,9 \tag{2.9}$$
  Typenleistung des Transformators:
$$P = K \cdot P_{-} = 1,5 \cdot 18\,\mathrm{V} \cdot 1\,\mathrm{A} = 27\,\mathrm{W} \qquad | \quad \text{K: Zuschlagfaktor} \tag{2.10}$$

- **Last:** An der Last liegt eine konstante, stabile Spannung von $15\,\mathrm{V}$. Damit der Laststrom nicht größer als $1\,\mathrm{A}$ wird, muss die Last mindesten einen Ohnmschen Widerstand von $\mathrm{R}_L = \frac{15\,\mathrm{V}}{1\,\mathrm{V}} = 15\,\Omega$ haben.

## 2.4 Simulation der Schaltung

Da der Gleichrichter in der Programmbibliothek nicht vorhanden ist, wird er durch vier Dioden vom Typ **D1N4002** realisiert. Die Dioden stellen sich als geeignet heraus.
Am Ladekondensator($\mathrm{C}_L$) soll eine Spannung von $21,6\,\mathrm{V}$ liegen. Beim Gleichrichten fällt an jeder Diode eine Spannung von $0,7V$ ab - und zwar immer gleichzeitig an je zwei Dioden. Somit muss vor dem Gleichrichter eine Spannung von etwa
$$21,6\,\mathrm{V} + 1,4\,\mathrm{V} = 23\,\mathrm{V} \tag{2.11}$$
vorliegen. Also muss der Transformator eine Spannung von ca. $23\,\mathrm{V}$ liefern. Durch Variieren bekommen wir ein Verhältnis von $\frac{1000}{5,5}$ zwischen Primärseite und Sekundärseite des Transformators.
Die Bauteile zusammengefasst:
$\mathrm{C}_L = 1\,\mathrm{mF}$; $\mathrm{C}_s = 1\,\mathrm{mF}$; $\mathrm{R}_L = 15\,\Omega$; $\mathrm{L}_s = 48\,\mathrm{mH}$; $\mathrm{V}_{in,pp} = 325\,\mathrm{V}$; $\mathrm{f} = 50\,\mathrm{Hz}$

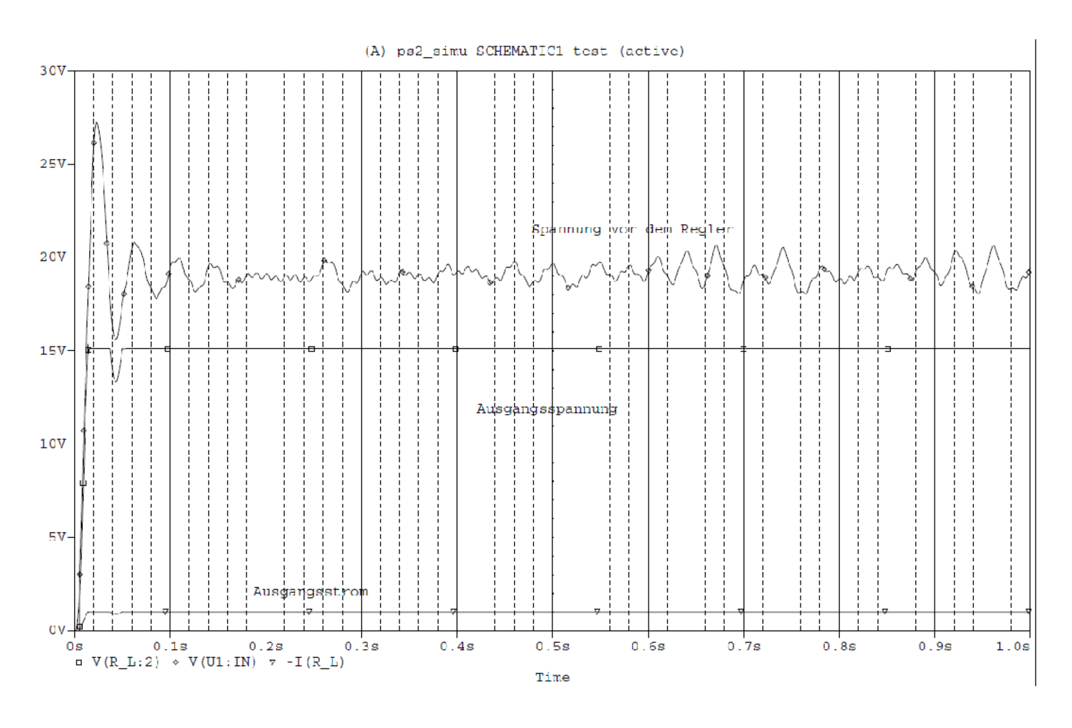



Abbildung 2.11: Simulationsergebnis

In Abbildung 2.11 erkennt man, dass die Schaltung ab dem Zeitpunkt $t = 0,06\,\mathrm{s}$ eine stabile und glatte Spannung von $15\,\mathrm{V}$ ausgibt. Der Strom ist ab diesem Zeitpunkt ebenfalls konstant auf $1\,\mathrm{A}$. Der Verlauf der Spannung vor dem Regler zeigt, dass die Spule des Siebglieds beim Schaltvorgang eine starke Schwingung verursacht und damit die Unebenheit der Ausgangsspannung am Anfang. Jedoch wird die $15\,\mathrm{V}$-Grenze nicht überschritten.
In Abbildung 2.12 auf der nächsten Seite ist zu sehen, wie der Strom- und Spannungsverlauf bei unterschiedlichen Lasten aussieht. Man erkennt sofort, dass die Schaltung tatsächlich eine feste und stabile Spannung

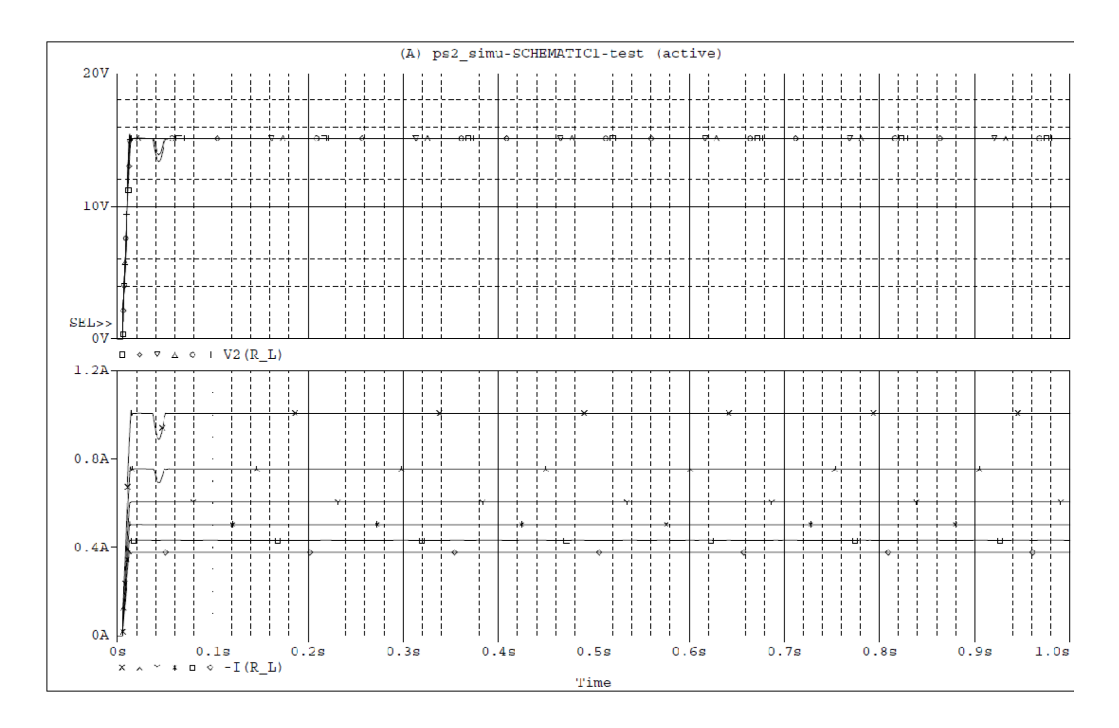



Abbildung 2.12: Strom- und Spannungsverlauf bei unterschiedlichen Lasten ($15\Omega$ bis $40\Omega$)

erzeugt. Der Stromverlauf ist damit auch glatt und liegt im Bereich unter $1\,\text{A}$.

Bei weiteren Versuchen wurde festgestellt, dass der Spannungsregler nicht unbedingt eine glatte Spannung am Eingang benötigt. Es wird lediglich gefordert, dass der Spannungsunterschied an Ein- und Ausgang mindestens $3\,\text{V}$ beträgt. Aus diesem Grund haben wir bei der Realisierung der Schaltung auf das Siebglied verzichtet und stattdessen die Kapazität des Ladekondensators auf $4,7\,\text{mF}$ erhöht. Durch die hohe Kapazität des Kondensators wird gewährleistet, dass der Spannungsunterschied am Spannungsregler mindestens die geforderten $3\,\text{V}$ beträgt. Bei anderen Schaltungen wird der selbe Kondensator eingesetzt und das Ergebnis aus der Praxis bestätigt diese Auswahl.

## 2.5 Umsetzung

Die endgültige Schaltung wird mit Eagle entworfen und weiter zum Drucklayout verarbeitet.
In Abbildung 2.13 auf der gegenüberliegenden Seite ist die endgültige Schaltung für die Erzeugung von $\pm15\,\text{V}$ zu sehen. Die negative Spannung wird durch den Regler **7915** geregelt. Des weiteren fällt auf, dass außer dem Ladekondensator noch weitere Kondensatoren und eine Diode vorhanden sind. Diese Kondensatoren sind für die Beschaltung des Spannungsreglers von Vorteil und haben auf Grund ihrer niedrigen Kapazitäten ($0,11..0,33\mu$F) kaum Einfluss auf die Wirkung der Schaltung. Die Diode dient als Schutz für den Spannungsregler.
Ein weiteres Merkmal sind die großen Kühlkörper für die Spannungsregler. Die Ursache liegt darin, dass der verfügbare Transformator nur eine Ausgangsspannung von $18\,\text{V}$ ausgeben kann. Dieser Effektivwert bedeutet aber gleichzeitig, dass am Eingang des Spannungsregler eine Spannung von etwa $20\,\text{V}$ vorliegt. Bei einer Belastung von $1\,\text{A}$ entspricht dies einer Verlustleistung von $(20\,\text{V} - 15\,\text{V}) \cdot 1\,\text{A} = 5\,\text{W}$, welche in Wärme umgesetzt wird.
Unsere Schaltungen wurden nach dem Fertigstellen mit Lastwiderständen auf Dauer getestet und alle bis jetzt gestellten Anforderungen werden erfüllt.

***Hai Le Dang, Ha Le Huu Thanh***

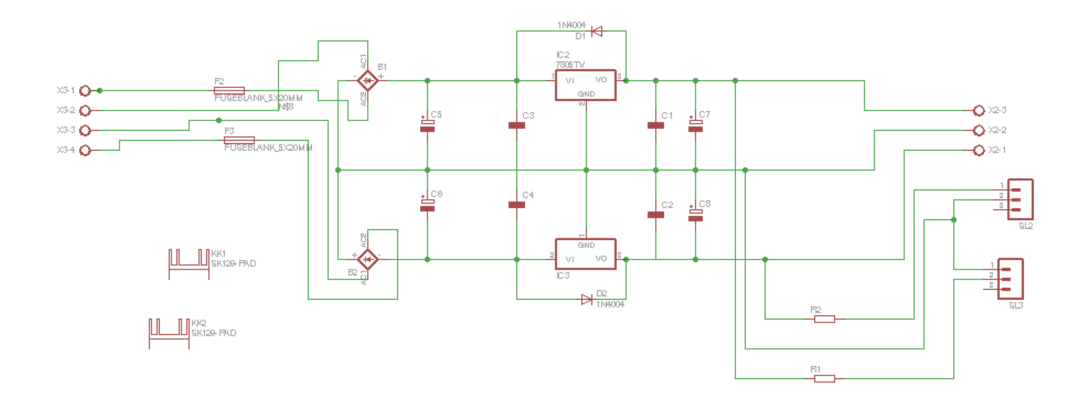



Abbildung 2.13: Schaltungentwurf in Eagle

# 3. Netzteilschaltung 15V für hohe Belastung

Unsere Untergruppe hatte das Ziel, ein 15 V-Netzteil zu entwerfen, da in der Sensothek sehr viele LEDs verbaut wurden, welche zwar einzeln betrachtet kaum Leistung verbrauchen, aber aufgrund der Anzahl eine hohe Leistungsaufnahme in der Summe haben. Die bisherigen Netzteile sind nicht für diese Leistungen ausgelegt, da die Festspannungsregler (78XX,79XX) nur Ströme von maximal 2 A führen können!
Daher haben wir uns entschieden, zusätzlich zum ±15 V-Netzteil ein weiteres Netzteil zu konstruieren, welches ebenfalls eine Ausgangsspannung von +15 V liefert, allerdings für höhere Ströme ausgelegt ist. Hier haben wir das Neztteil aus Kostengründen so ausgelegt, dass es zwei Mal eine Ausgangsspannung von +15 V liefert. Hierauf wird in Teilabschnitt „Dimensionierung“ noch einmal eingegangen.

## 3.1 Entwurf

**Schnittstellen**
Unsere Schaltung hat drei Schnittstellen und wird mit 230 V Wechselspannung versorgt. Die Ausgangsspannungen von jeweils +15 V Gleichspannung werden ausschließlich von Gruppe 5 (Licht und Anzeige) benötigt. Beim Schnittstellentermin wurde festgelegt, dass sie zwei Mal 40 W für ihre LEDs benötigen.

**Schaltung**
Abbildung 2.14 zeigt den Aufbau der Schaltung unseres Netzteils. Die Grundidee dieser Schaltung ist es, den Großteil des Stromes über den Transistor zu führen, um den Festspannungsregler zu entlasten. Da unser Netzteil in zwei Stränge á 15 V aufgeteilt wurde, sind der obere und untere Strang identisch aufgebaut. Wir werden deshalb nur auf den oberen Teil der Schaltung näher eingehen:
Der Transformator wird mit einer Netzspannung von 230 V betrieben. Er hat auf der Sekundärseite zwei seperate Wicklungen, die jeweils eine Ausgangsspannung von 18 V liefern. Zur Absicherung der Schaltung wurden vor der Gleichrichtung Schmelzsicherungen eingebaut. Die Wechselspannung wird von dem Brückengleichrichter $B_1$ gleichgerichtet, wonach die negative Halbwelle der Wechselspannung positiv erscheint. Die Ausgangsspannung des Gleichrichters ist eine Mischspannung, die neben Gleichspannungsanteilen auch verschiedene Wechselspannungsanteile enthält. Um die Spannung zu glätten und somit eine möglichst gute Gleichspannung zu erhalten, wird der Glättkondensator $C_1$ benötigt.
Zuletzt sorgt der Festspannungsregler $IC_1$ dafür, dass am Ausgang eine konstante Spannung von +15 V anliegt. Durch den Widerstand $R_1$ wird der Strom durch den Spannungsregler begrenzt; der Großteil des Stromes wird durch den Transistor $T_1$ fließen.
Der Festspannungsregler weist induktives Verhalten auf. Um dies zu kompensieren und zu verhindern, dass

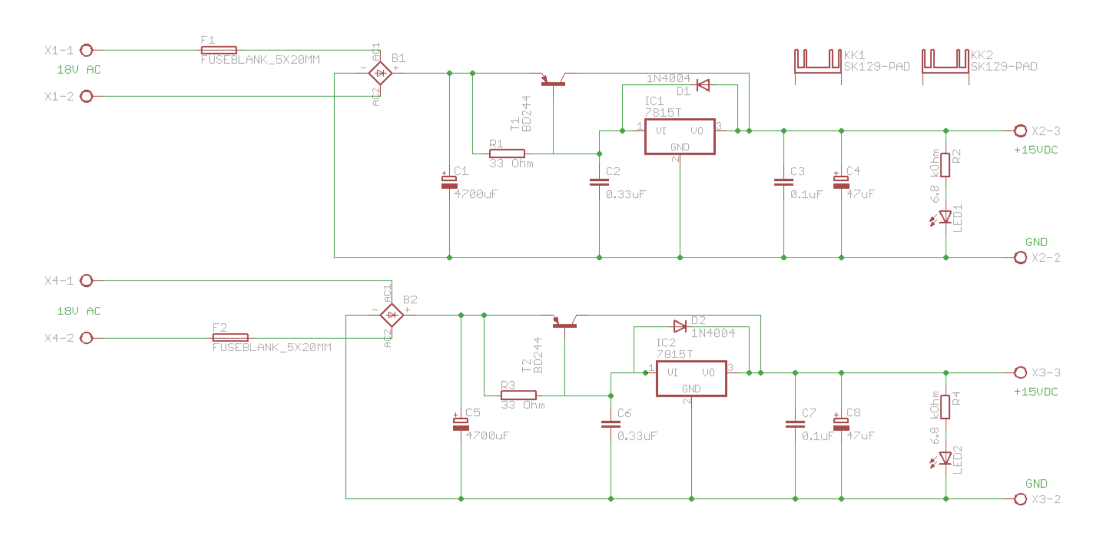



Abbildung 2.14: Schaltung 15V-Netzteil

die Schaltung anfängt zu schwingen, werden am Ein- und Ausgang des Reglers die Kondensatoren $C_2$ und $C_3$ geschaltet. Der Kondensator $C_4$ soll das Regelverhalten von $IC_1$ verbessern.

Abschließend haben wir noch eine Status-LED vorgesehen, welche die Funktionalität des Netzteils signalisiert. Der Strom durch $\mathrm{LED}_1$ wird dabei durch $\mathrm{R}_2$ begrenzt.

**Dimensionierung**

**Transformator**
Wie bereits erwähnt, haben wir uns aus Kostengründen für einen Transformator entschieden, der sekundärseitig zwei getrennte Wicklungen hat, da diser günstiger war, als ein vergleichbarer Trafo mit einer einzigen Sekundärwicklung. Der Festspannungsregler benötigt eine Eingangsspannung, die mindestens $3\,\mathrm{V}$ höher ist, als die geregelte Ausgangsspannung von $15\,\mathrm{V}$, deshalb verwendeten wir einen Transformator, der am Ausgang eine Spannung von zwei Mal $18\,\mathrm{V}$ liefert.

**Berechnung des maximalen Ausgangsstromes**

$$\mathrm{P} = \mathrm{U}_{eff} \cdot \mathrm{I}_{eff} \Longleftrightarrow \mathrm{V}_{eff} = \frac{\mathrm{P}}{\mathrm{U}_{eff}} \tag{2.12}$$

$$\mathrm{I}_{eff} = \frac{40\,\mathrm{W}}{15\,\mathrm{V}} = 2,66\,\mathrm{A} \tag{2.13}$$

Wir haben uns daher für folgenden Trafo entschieden:

Tabelle 2.1: Nenndaten des Transformators

| | |
|---|---|
| Betriebsspannung | 230 V |
| Sekundärspannung | 2x18 V |
| Strom | 2x2.78 A |
| Leistung | 100 VA |

**Sicherung**
Die Sicherung muss so ausgelegt werden, dass ein zu hoher Stromfluss durch das Netzteil verhindert wird. Gleichzeitig darf sie aber das Netzteil auch nicht im Normalbetrieb abschalten. Beim Einschalten fließen kurzzeitig hohe Ströme, die vor allem durch den Kondensator $\mathrm{C}_1$ verursacht werden. Deshalb sollte auf jeden Fall eine träge Schmelzsicherung verwendet werden.
Alle Bauelemente der Schaltung sind für Ströme, die deutlich über den gefordeten liegen, ausgelegt. Daher haben wir uns für die Dimensionierung der Sicherung am Trafo orientiert. Der Transformator kann einen maximalen Nennstrom von $2,78\,\mathrm{A}$ liefern. Um die Sicherung nicht im Grenzbereich zu betreiben, haben wir uns für eine träge Feinsicherung(5x20mm) entschieden, welche für $3,15\,\mathrm{A}$ ausgelegt ist.

**Gleichrichter**
Wie bereits berechnet, haben wir einen maximalen Strom von $2,66\,\mathrm{A}$. Der Brückengleichrichter muss also dauerhaft mit diesem Strom belastet werden können. Kurzzeitig, also beispielsweise beim Einschalten, muss er auch einen höheren Strom führen können.
Die Dioden müssen die Spitzensausgangspannung des Transformators aushalten; sie müssen also folgende Sperrspannung vertragen:

$$\mathrm{U}_{Diode} = 18\,\mathrm{V} \cdot \sqrt{2} = 25,46\,\mathrm{V} \tag{2.14}$$

Wir haben uns für folgenden Brückengleichrichter entschieden: Dem Datenblatt wurde entnommen, dass ein Ladekondensator von maximal $5000\,\mu\mathrm{F}$ verwendet werden darf.

**Transistor** $\mathrm{T}_1$
Für die Schaltung verwenden wir einen PNP-Transistor vom Typ BD244C. Der Transistor kann einen Kollektorstrom von maximal $6\,\mathrm{A}$ führen, was für unsere Anwendung völlig ausreichend ist.

Tabelle 2.2: Nenndaten Gleichrichter

| **B80 C 5000/3300** | **Erklärung** |
|---|---|
| B | Brückengleichrichter |
| 80 | Eingangsspannung (Effektivwert) |
| C | zulässig für Kondensatoren |
| 5000 | Nennstrom Chassimontage |
| 3300 | Nennstrom freistehend |

**Widerstand $R_1$**

Der Widerstand $R_1$ soll den Strom durch den Spannungsregler begrenzen. Um den Regler zu entlasten, wollen wir den Strom auf ca. $100\,\mathrm{mA}$ begrenzen. Laut Datenblatt hat der Transistor bei Raumtemperatur und einem Kollektorstrom von $2,7\,\mathrm{A}$ eine Stromverstärkung von 35. Im Betrieb wird der Transistor natürlich deutlich wärmer, darauf werden wir später nochmal eingehen.

$$\mathrm{R}_1 = \frac{\mathrm{U}_{BE}}{\mathrm{I}_{Regler} - \frac{\mathrm{I}_C}{\beta}} = \frac{0,7\,\mathrm{V}}{0,1\,\mathrm{A} - \frac{2,7\,\mathrm{A}}{35}} \approx 30\Omega \tag{2.15}$$

$$\mathrm{P} = \mathrm{U} \cdot \mathrm{I} = U_{BE} \cdot \left(\mathrm{I}_{Regler} + \frac{\mathrm{I}_C}{\beta}\right) = 0,7\,\mathrm{V} \cdot \left(0,1\,\mathrm{A} + \frac{2,7\,\mathrm{A}}{35}\right) = 0,124\,\mathrm{W} \tag{2.16}$$

Wir wählen also einen Widerstand von $33\,\Omega$ mit einer Leistung von $0{,}25\,\mathrm{W}$.

**Spannungsregler**

Der Festspannungsregler muss eine Ausgangsspannung von $15\,\mathrm{V}$ liefern. Durch unsere Transistorschaltung muss er nur einen Strom von $100\,\mathrm{mA}$ führen, da der Großteil des Stromes durch $T_1$ fließt. Trotzdem verwenden wir einen Spannungsregler, der für $1\,\mathrm{A}$ ausgelegt ist. Wir verwenden also einen Spannungsregler vom Typ 7815.

**Rücklaufdiode $\mathrm{D}_1$**

Wird an das Netzteil ein Verbraucher mit einem großen Kondensator angeschlossen, kann es passieren, dass - sobald das Netzteil ausgeschaltet wird - sich der Kondensator rückwärts in die Schaltung entlädt. Dies würde den Spannungsregler zerstören, weshalb eine sogenannte Rücklaufdiode eingebaut wird, durch welche der Strom zurückfließen kann. Im Schaltplan ist zwar eine Diode vom Typ 1N4004 eingezeichnet, allerdings nur, weil Eagle keine kleinere Diode bereitstellt. Eine Diode vom Typ 1N4001 reicht völlig aus, da sich beide nur durch ihre Spannungsfestigkeit unterscheiden.

**Kondensator $\mathrm{C}_1$**

Aus Erfahrungen der vorangegangenden Schaltungen (siehe Abschnitt 2.2. auf Seite 39) wird für diese Gleichrichtung kein LC-Siebglied benötigt. Es reicht aus, einen Glättungskondensator zu verwenden. Der Gleichrichter, den wir verwenden, lässt einen Kondensator von höchstens $5000\,\mu\mathrm{F}$ zu. Unsere vorangegangenden Netzteilschaltungen haben gezeigt, dass ein Glättugskondensator von $4700\,\mu\mathrm{F}$ völlig ausreichend ist. Daher verwenden wir auch in unserer Schaltung einen solchen Elektrolytkondensator.

**Kondensatoren $\mathrm{C}_2, \mathrm{C}_3$ und $\mathrm{C}_4$**

Die Mindestwerte für die beiden Kondensatoren $\mathrm{C}_2$ und $\mathrm{C}_3$ sind dem Datenblatt des Spannungsreglers entnommen. Für $\mathrm{C}_2$ ist eine Wert von $0,33\,\mu\mathrm{F}$ empfohlen, $\mathrm{C}_3$ soll hingegen $0,1\,\mu\mathrm{F}$ betragen. Es sollten keine Elektrolytkondensatoren verwendet werden, da sie eine hohe Eigeninduktivität besitzen. Der Kondensator $\mathrm{C}_4$ soll das Regelverhalten des ICs verbessern. Er sollte etwa ein Hundertstel des Wertes von $\mathrm{C}_1$ betragen, also $47\,\mu\mathrm{F}$.

**Widerstand** $\mathrm{C_2}$
Wir verwenden eine low-current-LED, welche für einen Strom von maximal $2\,\mathrm{mA}$ ausgelegt ist. Sie benötigt eine Spannung von ca. $2\,\mathrm{V}$. Also müssen über den Widerstand $13\,\mathrm{V}$ abfallen.

$$\mathrm{R} = \frac{\mathrm{U}}{\mathrm{I}} = \frac{13\,\mathrm{V}}{2\,\mathrm{mA}} = 6500\,\Omega \tag{2.17}$$

$$\mathrm{P} = \mathrm{U} \cdot \mathrm{I} = 13\,\mathrm{V} \cdot 2\,\mathrm{mA} = 26\,\mathrm{mW} \tag{2.18}$$

Wir verwenden daher einen Kohleschichtwiderstand mit $6,8\,\mathrm{k\Omega}$ und $0,25\,\mathrm{W}$.

**Kühlkörper**
Durch die hohen Ströme die unser Netzteil führen soll, entsteht eine große Verlustleistung, welche in Wärme umgesetzt wird. Um die Bauteile nicht zu zerstören, müssen vorallem für den Transistor ein Kühlkörper vorgesehen werden. Da es am Transistor zu erheblichen Verlusten kommt, muss ein riesiger Kühlkörper verbaut werden. Abbildung 2.15 zeigt unsere Schaltung mit dem benötigten Kühlkörper. Dieser Kühlkörper ist eine Sonderanfertigung von uns, welche nötig war, da handelsübliche Kühlkörper nicht ausreichend waren. Abbildung 2.15 zeigt unsere Schaltung mit den eben beschriebenden Kühlkörpern.
Der Spannungsregler darf bis zu einem Strom von $100\,\mathrm{mA}$ auch ohne Küphlkörper verbaut werden. Aus Sicherheitsgründen verbauen wir trotzdem einen kleinen Kühlkörper für den Regler.

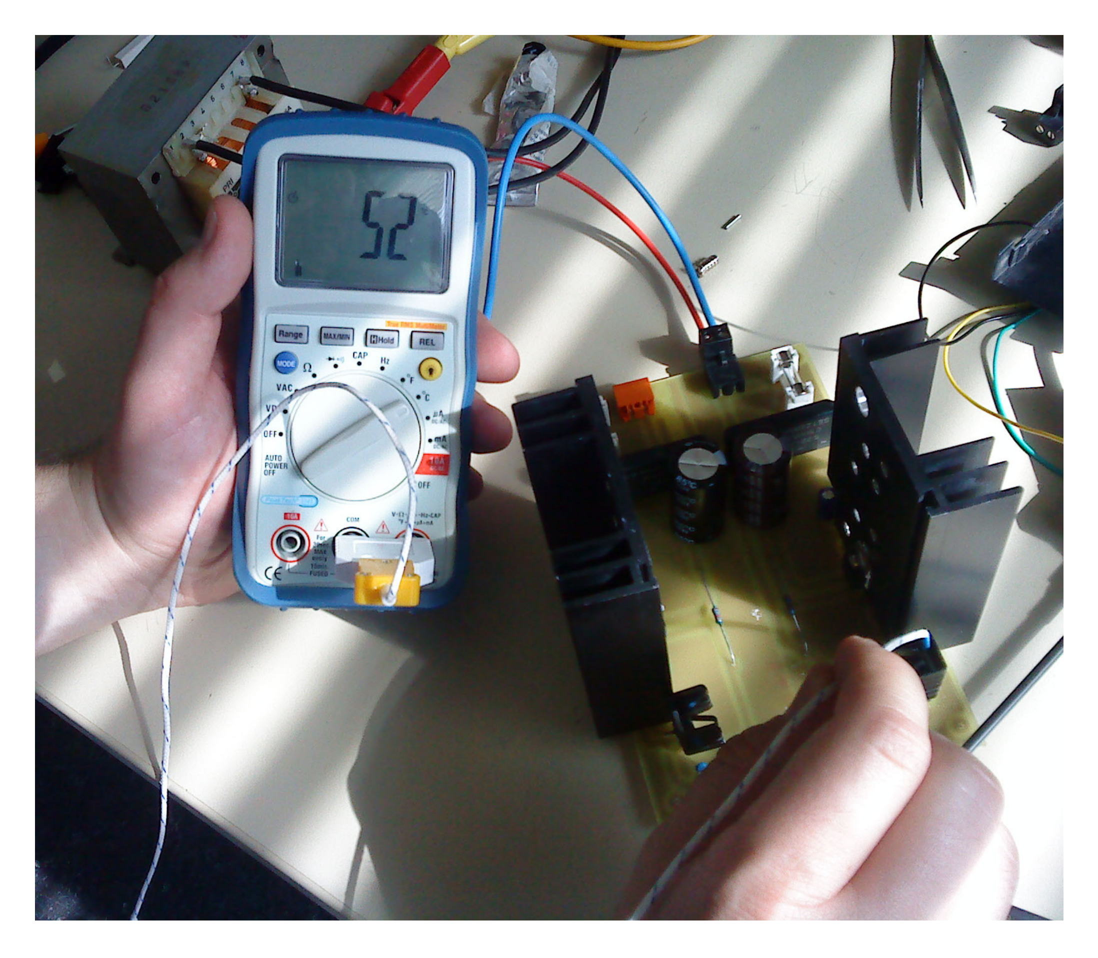



Abbildung 2.15: Schaltung mit Kühlkörper

## 3.2 Simulation

Um unsere theoretischen Berechnungen zu überprüfen, wird unsere Schaltung nun noch mittels PSpice simuliert.

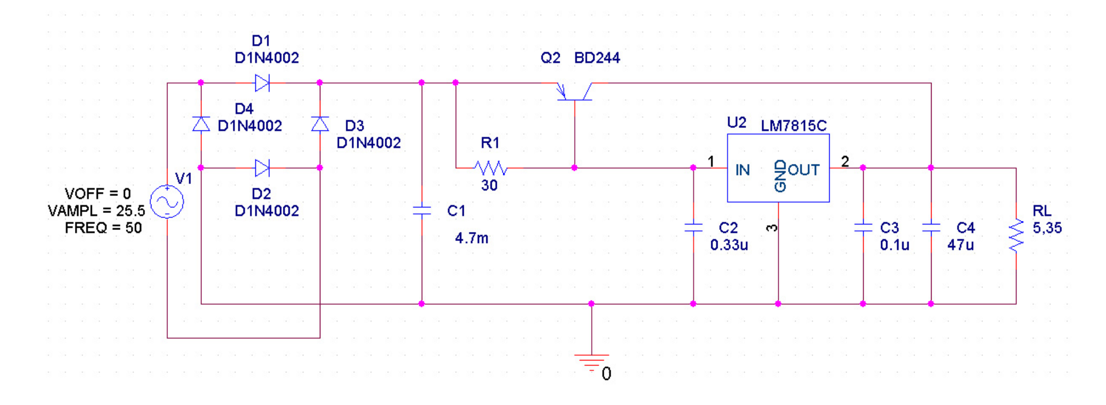



Abbildung 2.16: Simulationsaufbau

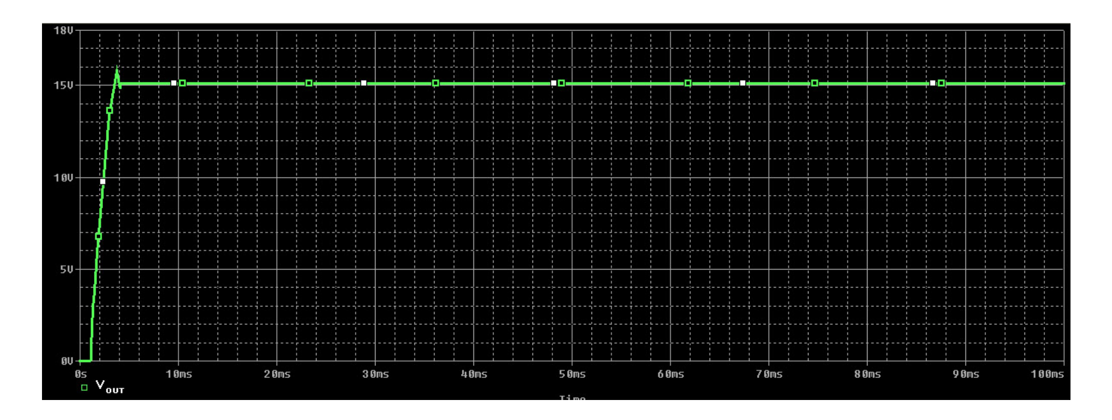



Abbildung 2.17: Spannungsverlauf bei maximaler Last

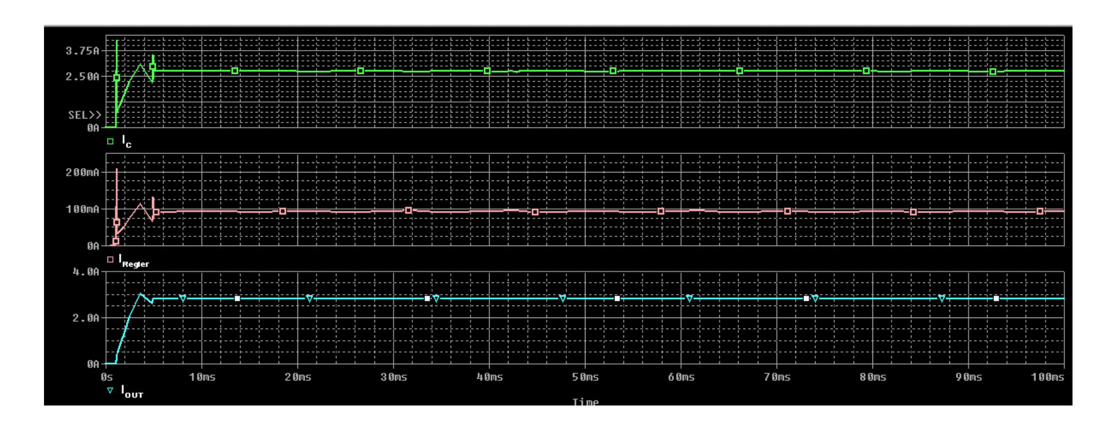



Abbildung 2.18: Stromverläufe bei maximaler Last

**Simulation mit maximaler Last**

Zur Simulation der maximal zulässigen Last haben wir die Schaltung mit einem Lastwiderstand von $5,56\,\Omega$ belastet. Dies entspricht einem Ausgangsstorm von $2,7$ A, und somit dem maximal zulässigen Strom unserer Schaltung. In Abbildung 2.17 ist die Ausgangsspannung dargestellt. Nach dem Einschaltvorgang hält die Ausgangsspannung konstant die geforderten $15$ V. Abbildung 2.18 zeigt die Ströme in der Schaltung bei Maximalbelastung. Im oberen Graph ist der Strom dargestellt, der über die Emitter-Kollektor-Strecke des Transistors

fliesst. Er beträgt ca. $2,6\,\mathrm{A}$ Die mittlere Kurve stellt den Strom dar, der durch den Spannungsregler fliesst. Er liegt bei ungefähr $100\,\mathrm{mA}$. Der unterste Graph zeigt schließlich den Ausgangsstrom der Gesamtschaltung, der somit dem berechneten Wert von $2,7\,\mathrm{A}$ entspricht.

**Simulation außerhalb des zulässigen Betriebsbereichs**

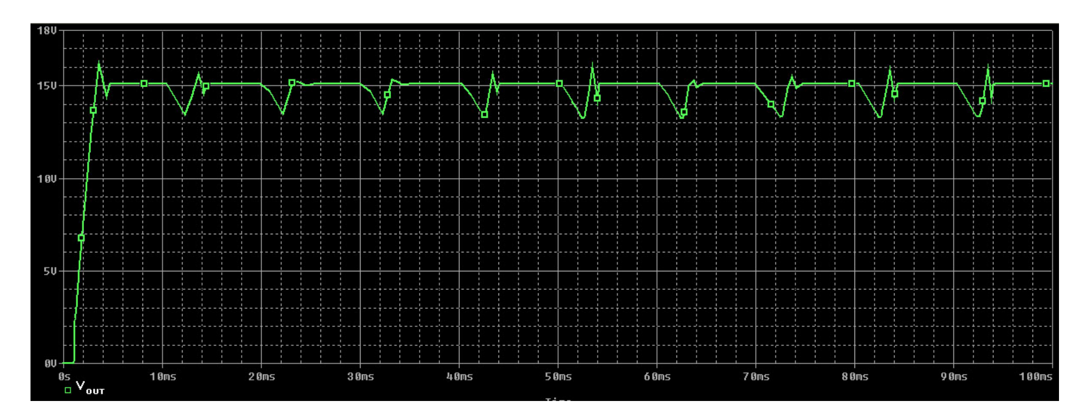



Abbildung 2.19: Ausgangsspannung bei Leistungsüberschreitung

Um zu Testen, wie die Schaltung auf unzulässige Lasten reagiert, haben wir sie mit $3\,\Omega$ belastet. Das entspricht einem Ausgangsstrom von $5\,\mathrm{A}$. Wie man in Abbildung 2.19 sieht, bricht die Spannung periodisch ein. Da unsere Gleichrichtung und insbesondere der Glättkondensator nicht für diese hohen Ströme ausgelegt wurde, kann der Kondensator die Spannung nicht mehr ordentlich glätten. Somit kann der Festspannungsregler nicht vernünftig nachregeln. Diese Ströme werden allerdings nicht im Nennbetrieb erreicht.

## 3.3 Schlussbetrachung

Unsere Schaltung funktioniert für die vorgegebene Leistung. Allerdings weißt sie erhebliche Verluste auf. Ohne ausreichende Kühlung ist diese Schaltung nicht zu betreiben. Wir werden zu unseren Kühlkörpern noch einen aktiven Kühler installieren, um eine konstante Wärmeabfuhr zu gewährleisten. Will man eine Netzteilschaltung mit hohem Wirkungsgrad und hoher Leistung entwerfen, ist viel mehr theoretisches Wissen erforderlich.
Für die Dimensionierung der Gleichrichterschaltung erwies sich das Buch Grundschaltungen Elektronik 3 [**?**] als sehr hilfreich. Informationen zu den Spannungsreglern erhielten wir aus dem Internet(siehe Quellen).

# 4. Relaisplatine für den Standby-Modus

Die Relaisplatine ist ein Bestandteil des Standby-Modus. Um im Standby-Fall alle Schaltungen abzuschalten, werden Relais benötigt, da diese mit Hilfe kleiner Schaltleistungen relativ große Leistungen schalten können.

## 4.1 Entwurf

**Schnittstellen**

Die Relaisplatine hat im Prinzip mit jeder Schaltung eine Schnittstelle, da alle Versorgungspannungen über die Relaisplatine abgeschaltet werden. Eine Ausnahme stellt die Anwesenheitssensor-Gruppe dar, welche eine Versorgungspannung benötigt, die im Standby-Fall nicht abschaltet. Das geschieht aber unabhängig von der Relaisplatine. Auf der Platine für die 5 V Versorgungsspannung ist ein entsprechender Anschluss vorgesehen.

**Schaltung**

Abbildung 2.20 zeigt die Schaltung der Relaisplatine. Wenn das Signal(5 V) der Gruppe Anwesenheitssensorik am Eingang $X_1$ anliegt zieht das Relais $K_1$ an. Der Schließerkontakt von $K_1$ wird nun geschlossen, und somit liegen an den Relais $K_2$ bis $K_6$ die 15 V Spannung an und die Relais ziehen an. Deren Schließerkontakte schalten die jeweiligen Spannungen durch. Sie bleiben solange angezogen, bis das Anwesenheitssignal abfällt. Die Funktionsweise der Anwesenheitssensorik ist bereits im Abschnitt 2.5. auf Seite 53 beschrieben.
Die Relais im Eagle-Schaltplan entsprechen von der Bezeichnung nicht den verwendeten. **Dimensionierung**

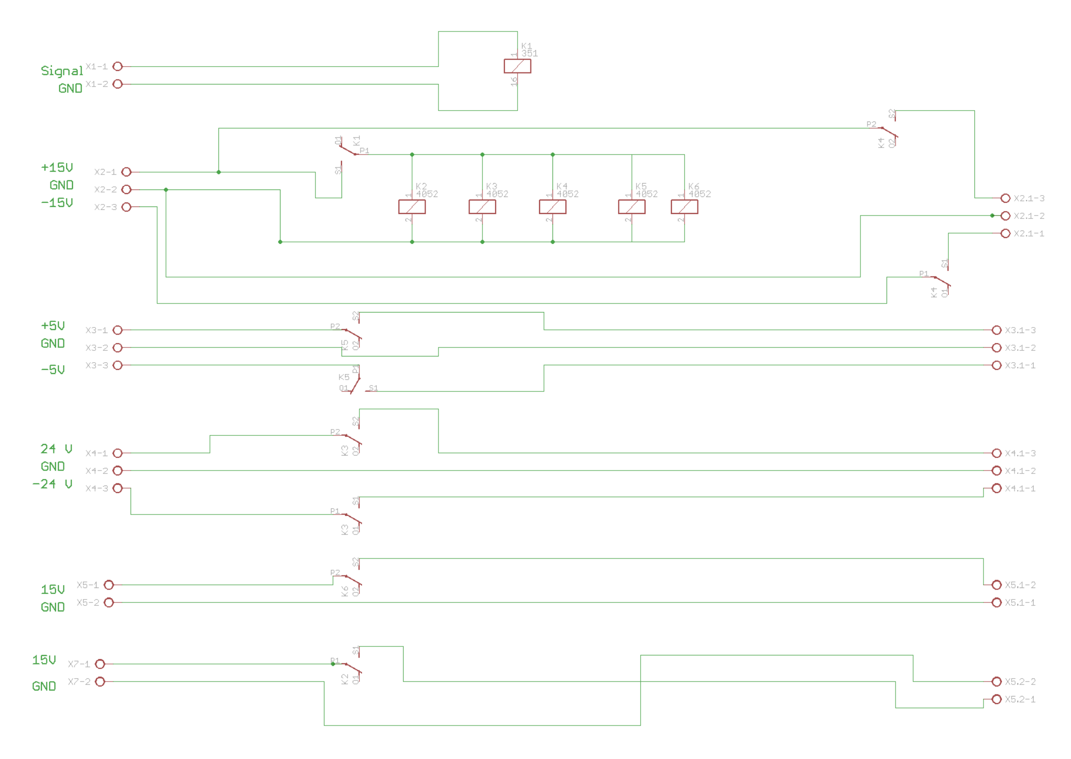



Abbildung 2.20: Schaltplan Relaisplatine

**Relais** $K_1$

Das Relais $K_1$ dient als Steuerrelais für die anderen fünf Relaisv (FTR-F1), daher ist der Schaltstrom relativ gering. Wir wählen daher ein Miniatur-Signalrelais mit 5 V Schaltspannung.

**Relais** $K_2$ **bis** $K_1$

Die Relais müssen einen maximalen Strom von maximal 2,7 A führen können. Wir haben uns für 5 A Miniatur-Relais (FTR-F1) entschieden, welche folgende Nenndaten aufweisen.

| max. Schaltleistung | $1250\,\mathrm{VA}$ |
|---|---|
| max. Schaltstrom | $5\,\mathrm{A}$ |
| Nennspannung $V_{DC}$ | $12\,\mathrm{V}$ |
| Spannungsbereich $V_{DC}$ | $8,4..19,8\,\mathrm{V}$ |
| Leistung | $53\,\mathrm{mW}$ |
| Spulenwiderstand | $270\,\Omega$ |

Tabelle 2.3: Nenndaten Relais FTR-F1

Da wir keine $12\,\mathrm{V}$ Versorgungsspannung zur Verfügung haben, das Relais aber Spannungen bis $19,8\,\mathrm{V}$ verträgt kann dieses Relais benutzt werden.

***Christian Brüning und Marcel Couvé***

# 5. Anwesenheitsüberwachung mit Infrarotsensor und Timer

## 5.1 Einleitung

Als das Projekt noch in der Entwicklungsphase war und die Aufgaben für Gruppen grob formuliert wurden hieß es, dass die Sens-O-Thek, da es ein Unterhaltungsgerät ist, die Leute in der Umgebung anlocken soll. So kam man zur Idee eines „Lockmodus“. Der Lockmodus ist eine Funktion, bei welcher die Sens-O-Thek, Personen mit Musik und Licht anlockt, wenn keiner in der Umgebung ists. Sinnvoll war auch der Gedanke eines Standby-Moduses bei der Sens-O-Thek, damit bei dem Gerät, wenn es keine Person in der Umgebung gibt, alles bis auf den Bewegungssensor ausgeschaltet wird. Somit spart man bei diesem Modus am Strom.
Die Aufgabe der Teilgruppe Anwesenheitssorik bestand darin, die Signale für einen Lockmodus und einen Standby-Modus der Sens-O-Thek zu erzeugen. Im Vorfeld war schon klar, dass bei der Bearbeitung dieser Aufgabe man in erster Linie sich mit Bewegungssensoren auseinandersetzen muss und auch mit den Timern, die mit Bewegungssensoren so verschaltet sein müssen, dass ein Meldesignal vom Bewegungssensor gleichbedeutend dem An-Signal für den Timer ist.

## 5.2 Infrarot Sensor

Im Laufe des Recherchierens hat die Gruppe sich für den Infrarot-Sensor als Bewegungsmelder(oder Passiv-Infrarot-Bewegungsmelder, weil er Signale nur registriert und nicht aussendet) entschieden. Im Unterschied zum Radar und Ultraschall-Bewegungsmelder ist Infrarot-Sensor ziemlich einfach aufgebaut. Außerdem ist er nur auf menschliche Wärmestrahlung eingestellt, wobei Radar jegliche Bewegungen und Ultraschall-Bewegungsmelder jegliche Geräusche registrieren.

In einem Passiv-Infrarot-Bewegungsmelder(PIR Bewegungsmelder) ist ein Pyrosensor eingebaut, der die menschliche Wärmestrahlung im Bereich $5, 5..14\,\mu\text{m}$ detektiert. Beim sogenannten pyroelektrischen Effekt absorbiert der Sensor die Wärmestrahlung(genauer gesagt die Änderung der Wärmestrahlung). Bei dieser Absorption wird die Polarisation des Materials im Sensor geändert(Somit ist nicht die Sonnenstrahlung, sondern die Bewegung des menschlichen Körpers die Ursache für Polarisationsänderung). Es wird eine Oberflächenladung und somit ein kleines Strom erzeugt.

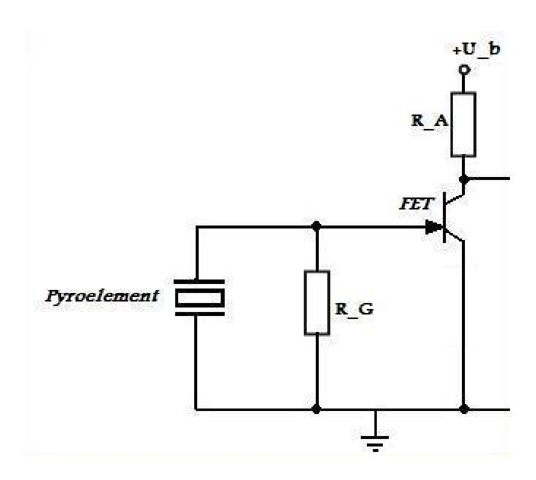



Abbildung 2.21: Pyrosensor

In der Abbildung 2.21 sieht man die Schaltung des Pyrosensors. Das Pyroelement ist verantwortlich für das Detektieren der Wärmestrahlungsänderung und demensprechend auch für die Erzeugung des Stroms. Dieses ist der Basisstrom für MOSFET, der bei den Temperaturänderungen leitet.

## 5.3 Timer NE555

Es hat sich auch ergeben, dass NE555 (IC, Integrierter Schaltkreis) sich ziemlich einfach als Timer beschalten lässt. Das im Timer integrierte RS-Flip-Flop erzwingt einen sprungartigen Wechsel der Ausgangsspannung. Die Abbildung 2.22 stellt eine Beschaltung des Timers NE555 als monostabile Kippstufe(Monoflop) dar. Hier

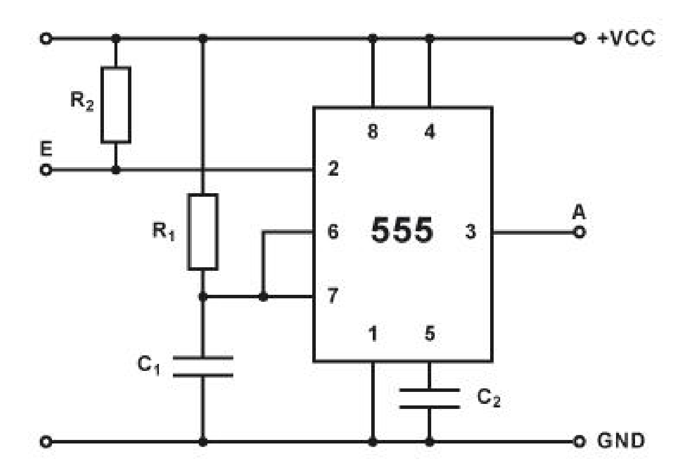



Abbildung 2.22: NE 555 als monostabile Kippstufe

wird die Zeitverzögerungseigenschaft des NE555 verwendet. Diese Kippstufe gibt einen Spannungsimpuls am Ausgang ab, wenn am Eingang ein negativer Impuls(0V) anliegt. Man würde dann den Eingang des Monoflop direkt mit dem Ausgang des Sensors verbinden(Abbildung 2.23). Damit erreicht man den gewünschten Effekt: Sobald der Sensor eine Person detektiert, gibt NE555 am Ausgang ein „High"-Signal während der eingestellten Zeit. Die Pinbelegung ist folgende: 1-Masse/GND, 2-Trigger, 3-Ausgang, 4-Reset, 5-Kontrollspannung(CV),

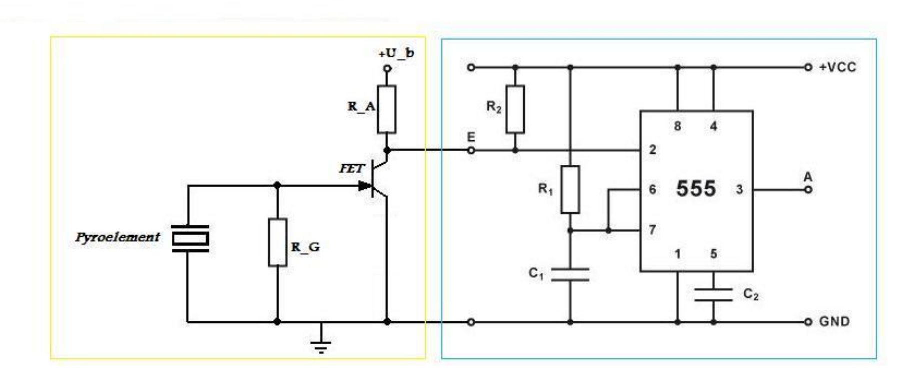



Abbildung 2.23: IR Sensor mit NE555 als Monoflop

6-Schaltwelle(Treshold), 7-Entladung (Discharge), 8-Betriebsspannung/+Vcc.
Die Bauteile C1 und R1 entscheiden über die Zeitdauer des Ausgangimpulses. Zum Einschaltmoment ist Kondensator C1 entladen. Ein negativer Impuls(0V) am Steuereingang(Pin 2) ist das eigentliche Einschalten des Timers. Der Discharge-Ausgang (Pin 7) wechselt auf +Vcc. Über den Widerstand R1 wird der Kondensator C1 aufgeladen. Sobald der Kondensator 2/3 +VCC erreicht hat, schaltet der Discharge-Ausgang (Pin 7) wieder auf 0V (Pin 1/GND). Der Kondensator C1 wird geerdet und entlädt sich schlagartig. Die Schaltung kippt in den Ursprungszustand zurück. Die Funktionsbeschreibung ist in der Abbildung 2.24 auf der gegenüberliegenden Seite zu sehen.
Die Dauer des Ausgangimpulses $\mathrm{t}_i$ wird durch die Bauteile $\mathrm{R}_1$ und $\mathrm{C}_1$ über die Formel $\mathrm{t}_i = \mathrm{R}_1 \cdot \mathrm{C}_1 \cdot 1,1$ berechnet.
Mit so einem Monoflop erreicht man aber nur den Effekt eines Ausgangimpulses, das nach einer bestimmten Zeit zurückgesetzt wird. Wenn aber noch eine Bewegung detektiert wird , möchte man die Dauer des Ausgangimpulses neustarten. Hierfür baut man zwischen Pin 6 bzw. 7 und Pin 2 eine Diode ein(siehe dazu Abbil-

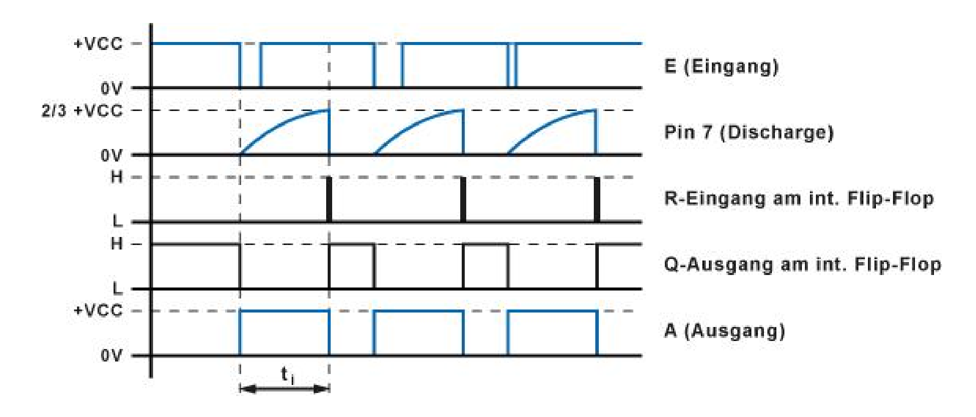



Abbildung 2.24: Funktionsbeschreibung

dung 2.25 auf der gegenüberliegenden Seite). Sie zieht diese Pins auf GND wenn am Eingang ein negatives Signal vorliegt.

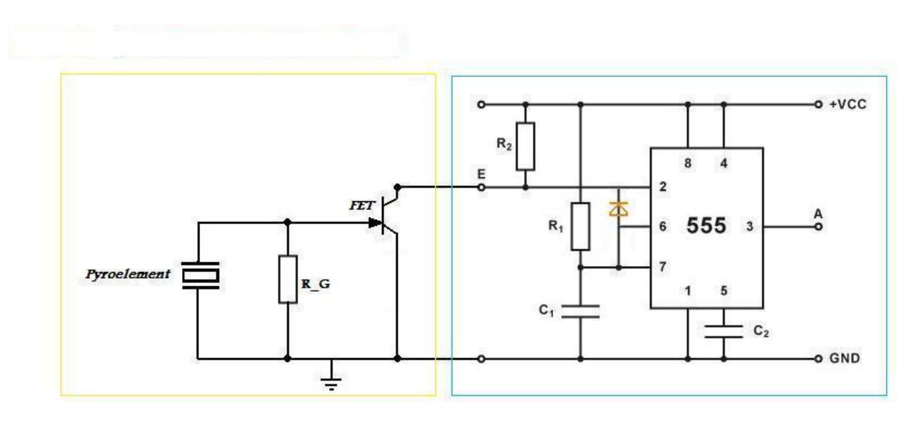



Abbildung 2.25: Retriggerbares Monoflop

***Taras Goula***

## 5.4 Realisierung

**Schaltplan**

Da wir zwei Timer-Schaltungen brauchen (eine für den Lock-Modus sowie eine für den StandBy-Modus) verwenden wir an Stelle zweier NE555 einfach einen NE556-Timer. Dieser kann praktisch genauso beschaltet werden wie ein NE555er.

Der NE556 hat für beide Timer einen gemeinsamen $V_{CC} - Pin$ sowie einen gemeinsamen $GND - Pin$, sodass man im Vergleich zu zwei NE555ern auf zwei Pins weniger kommt (12 Pins anstatt 14 Pins). Beide Timer haben jeweils einen Kondensator (Abbildung 2.26: C1 & C2 mit jeweils $10\mu F$) zur Stabilisierung sowie jeweils eine RC-Reihenschaltung zur Bestimmung der Ausgangs-Impulsdauer (daher unserer Zählzeit). Desweiteren wird jeweils eine Diode zwischen den Pins der *Threeshold* und des *Triggers* geschaltet um den Timer retriggerbar zu machen. Die Kathode liegt hierbei am Trigger-Pin.

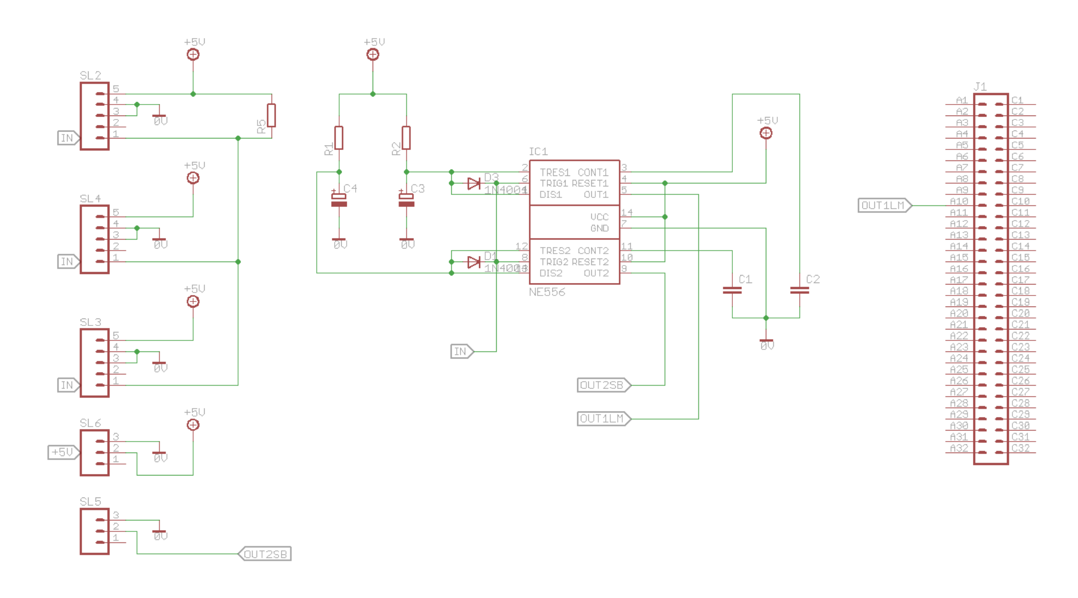



Abbildung 2.26: Schaltung der Platine, Eagle 5.6.0 Schematics

Zur Zeit des Verfassens dieses Abschlussberichts nutzen wir einen PIR-Bewegungssensor zur Detektierung von Bewegung und damit Anwesenheit von Personen vor der Sens-O-Thek. Im Schaltbild 2.26 sind drei 5-polige Stecker zu sehen. Diese sind die Eingänge des Sensorsignals bzw. dreier Sensoren. Es können daher optional bis zu drei dieser Sensoren angeschlossen werden.

Über die Steckverbindungen werden die Sensoren auch mit Spannung (wie der Timer +5V) versorgt. Es gehen vier Verbindungen vom Stecker zum Sensor, wobei eine für $V_{CC}$, zwei für GND sowie eine für den Schaltausgang des Sensors verwendet wird. Hier ist auch auf den Widerstand hinzuweisen, der auf der Platine zwischen der Versorungsleitung und der gemeinsamen IN-Leitung der Sensoren geschaltet ist. Dieser ist nötig um den Schaltausgang der Sensoren zu nutzen. Denn ist dieser Widerstand eingebaut, kann die Diode *D2* in Abb. 2.29 überbrückt werden und der Schaltausgang geht bei leitenden Transistor *TR1* auf LOW-Potential. Ist der Transistor nicht leitend, ist der Ausgang auf Potential der Versorgungsspannung $V_{CC}$.

Somit reagiert der Sensor am Schaltausgang mit negativen Impulsen bzw. Flanken auf detektierte Bewegung und ist auf HIGH-Potential von $V_{CC}$, wenn keine Bewegung registriert wird.

Eine weitere Steckverbindung ist für die Spannungsversorgung, die direkt von den Netzteilen geliefert wird. Hier ist darauf hinzuweisen, dass diese Schaltung auch im aktiven StandBy-Modus mit Spannung versorgt wird, da dieser Modus ja auch wieder beendet werden soll, sofern wieder Personen sich der Sens-O-Thek nähern.

Dafür muss der Sensor natürlich in Betrieb und somit auch mit Spannung versorgt werden. Die gelieferte Spannung beträgt 5V. Diese ist im unteren Bereich der erlaubten Spannungen des Sensors und des Timerbausteins. Da wir keine unnötige Leistung verbrauchen wollen, haben wir uns für 5V entschieden und nach dieser Vorgabe auch den Sensor von *Hygrosens* gewählt, für den eine Versorgungsspannung von 3-12V im Datenblatt angegeben wird.

Da am Schnittstellentermin die, im StandBy nicht abgeschaltete, Spannungsversorgung nicht für die Bus-Belegung gemeldet wurde, haben wir ebenfalls über einen 3-poligen Steckverbinder eine direkte Leitung zum Netzteil, das uns mit der gesicherten Spannung versorgt.
Ein weiterer Steckverbinder ist für das Ausgangssignal des StandBy-Timers verbaut, der auf einer Platine der Netzteile ein Relais schalten soll, das gegebenenfalls den StandBy-Modus auslöst und somit die Versorgung der meisten Teilfunktionen der Sens-O-Thek abschaltet.

**Verwendeter Sensor**
Der von uns verwendete Sensor ist ein *PIR-SMD-MODUL* (Abbildung 2.27) der Firma *HYGROSENS*. Dieser Sensor ist ein Infrarot-Sensor und reagiert auf Wärmestrahlung bewegter Körper. Betrieben wird dieser Sensor mit einer Betriebsspannung von $3 - 12$ Volt bei einem Strom von $1,4\,mA$. Die Reichweite ist variabel und liegt zwischen 4 und 12 Metern. Die Reichweitenmodulation wird über vier Lötbrücken (Abbildung 2.27 rechts), die sich auf der Rückseite des Moduls befinden, realisiert. Durch Überlöten der einzelnen Brücken, wird die Reichweite herabgesetzt. Der horizontale Öffnungswinkel (Abbildung 2.28 links) liegt bei $\pm 50°$, der vertikale Öffnungswinkel (Abbildung 2.28 rechts) bei $\pm 30°$ und die Abmessungen belaufen sich auf 25x25x20 mm. Bei Temperaturen zwischen $-20°C$ und $+60°C$ ist der Einsatz dieses Sensors möglich. Es werden acht Anschlussmöglichkeiten geboten, jedoch werden von uns nur vier genutzt. Unsere Gruppe verwendet Pin 3, Pin 4, Pin 5 und Pin 6. Pin 3 und Pin 5 sind Masse (GND), Pin 4 ist der Schaltausgang (OUT) und an Pin 6 liegt die Betriebsspannung ($V_{CC}$) von 5 V an.

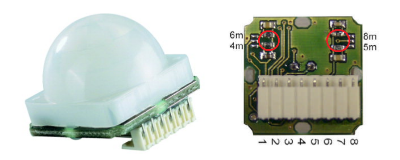



Abbildung 2.27: PIR-SMD-MODUL

Durch den auf dem Modul integrierten Komparator, wird bei einer detektierten Bewegung ein digitales Ausgangssignal geliefert, dass durch einen Timer, in unserem Fall den NE555, verarbeitet werden kann. Das Signal am analogen Ausgang ist von der Strahlungsdifferenz des Sensors abhängig und variiert je nach Aussteuerung bis an die Grenzen der Betriebsspannung. Wie im Unterabschnitt **Schaltplan** bereits erläutert, nutzen wir den Schaltausgang und müssen heirfür einen Widerstand einbauen.

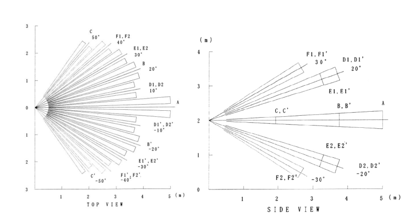


Abbildung 2.28: horizontaler Öffnungswinkel

Der PIR-Bewegungsmelder wird mir Hilfe eines pyroelektrischen Sensors (siehe Abbildung 2.29 auf der nächsten Seite unten links) betrieben. Dieses Pyroelement weist seine maximale Empfindlichkeit bei der Wärmestrahlung von lebenden Körpern auf.

Tabelle 2.4: Bestimmung der Zeitkonstanten für die Steckbrett-Schaltung

| theor. Zeit | R | C | gemessene Zeit | k |
|---|---|---|---|---|
| 517 s | 10 MΩ | 47 $\mu$F | 120 s | 0,255 |
| 1100 s | 10 MΩ | 100 $\mu$F | 263 s | 0,263 |
| 2200 s | 10 MΩ | 200 $\mu$F | 559 s | 0,2795 |
| 2717 s | 10 MΩ | 247 $\mu$F | 727 s | 0,294 |

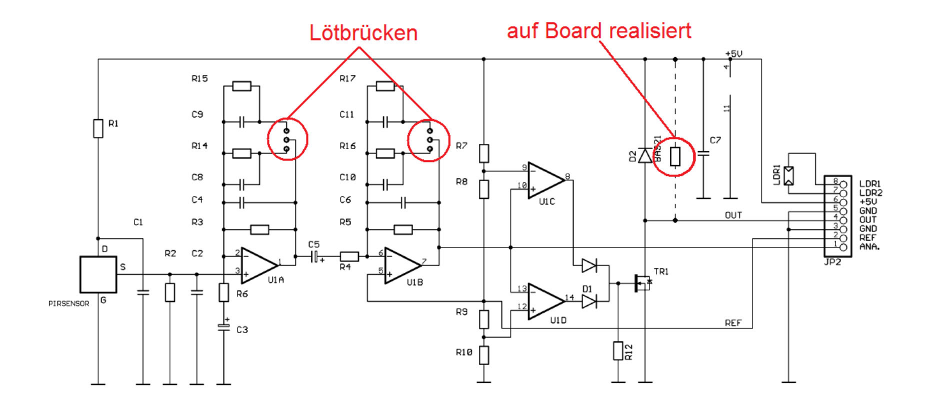



Abbildung 2.29: Innenschaltung des Sensors

Ein wichtiges Element des *PIR-SMD-MODULS* ist die Linse. Durch den Einsatz einer Linse (Abbildung 2.27 auf der vorhergehenden Seite links) wird erreicht, dass die einzelnen Abschnitte des Sensors verschieden bestrahlt werden und somit eine Änderung in der Ausgangsspannung erzielt wird. Werden die Teilsegmente des Moduls in Betracht gezogen, wird deutlich, dass die Linse einen hohen Stellenwert im Gesamtsystem einnimmt.

**Bestimmen der Bauelementgrößen**

Für die monostabile Kippstufe mit einem NE555 ist zur Berechnung der Impulsdauer eine Zeitformel in den Datenblättern angegeben. Diese lautet:

$$\mathrm{t}_i = \mathrm{R} \cdot \mathrm{C} \cdot 1,1 \tag{2.19}$$

Schon bei den Versuchen auf dem Steckbrett haben wir zum Teil starke Abweichungen von dieser Formel festgestellt. Hier ist darauf hinzuweisen, dass in Datenblättern des NE556 die Impulsdauer/Bauteil-Kurve nur im Sekundenbereich angegeben ist und wir den Timer im Minutenbereich betreiben. Durch Variation der Bauteilgrößen haben wir eine eine Zeitkonstante bestimmt, die in unserer Steckbrett-Schaltung den Faktor $1,1$ aus der obigen Zeitformel ersetzt. Dafür haben wir die Impulsdauer des Ausgangssignals gemessen und die Konstante nach der Formel

$$\mathrm{k} = \frac{\mathrm{t}_i}{\mathrm{R} \cdot \mathrm{C}} \tag{2.20}$$

berechnet.

Hierbei ist auffällig, dass die Konstante k (siehe Tabelle 2.4) mit größeren Kondensatorwerten geringfügig steigt, daher nicht unabhängig von den Bauteilgrößen ist.

Im Verlauf des Testens der geätzten und bestückten Platine wurde allerdings ersichtlich, dass auch hier wieder eine andere Zeitkonstante die Impulsdauer bestimmt. Daher war ein erneutes Experimentieren mit den zeitbestimmenden Bauteilgrößen nötig.

Die Kondensatoren wurden mit 100 $\mu$F gewählt und nur noch die Werte der Widerstände variiert. Da die Bauteile bereits eingelötet waren und ein für Testzwecke der Impulsdauer dauerndes Ein- bzw. Auslöten der Widerstände vermieden werden sollte, wurden Widerstände mit Hirschmannklemmen parallel zu den jeweiligen Widerstand geklemmt und die Impulsdauer/Aufladekurve des Kondensators mittels Oszilloskops festgestellt.

Nachdem eine geeignete Impulsdauer erreicht war, wurde der Gesamtwiderstand der parallelgeschalteten Widerstände berechnet:

$$R_{ges} = \frac{R_a \cdot R_b}{R_a + R_b} \tag{2.21}$$

Für den Lock-Modus wurde eine Zählzeit von nahezu *10 Minuten* gewählt, die Impulsdauer des StandBy-Modus-Signals beträgt nahezu *24 Minuten*. Somit wird nach letzmaliger detektierter Bewegung vor der Sens-O-Thek der Lockmodus nach 10 Minuten ausgelöst, und der StandBy-Modus setzt nach 24 Minuten ein.
Für die Vorführung ergeben sich Zeiten von $58\,\mathrm{s}$ für den Lock-Modus sowie $1 : 46\,\mathrm{min}$ für den StandBy-Modus. Analog dazu wurden auch die Widerstände für die Präsentation errechnet, bei der eine deutlich kürzere Impulsdauer des Ausgangssignals erwünscht war.

**Funktionalität**
Die Timerschaltung an sich funktioniert wie gewünscht. Beim gemeinsamen Test mit der Relais-Platine gab es aber Probleme (siehe dazu den Unterpunkt **Probleme** am Ende im Unterabschnitt **2.**5.4 auf Seite 56). In der Abbildung 2.30 ist erkennbar, dass auf einen negativen Impuls am Eingang (C3/blau) hin, der Kondensator (C2 / pink) beginnt sich aufzuladen und der Ausgang (C1/gelb) auf „High"-Potential liegt. Sobald der Kondensator $\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$ erreicht, entlädt er sich und die Flanke des Ausgangs fällt.
Das Retriggern funktioniert ebenfalls, wie zum grün markierten Zeitpunkt $t_1$ erkennbar. Hier liegt am Eingang wieder ein negativer Impuls an und der Kondensator, welcher sich bereits teilweise aufgeladen hatte, wird wieder entladen und beginnt damit den Ladevorgang erneut. Der Timer fängt somit von jedem Eingangsimpuls neu an zu zählen.

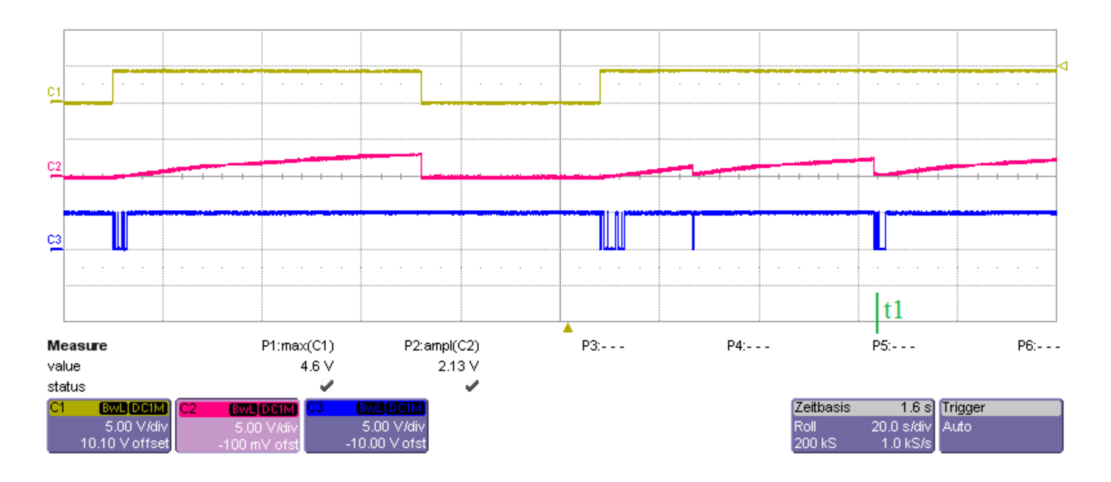



Abbildung 2.30: Verläufe; C1(gelb):Out; C2(pink):Kondensatorspannung; C3(blau):In

Gerade wenn Personen über einen längeren Zeitpunkt anwesend sind, darf der Kondensator sich nicht aufladen. Der Eingang wird in diesem Fall viele negative Impulse an den Trigger-Eingang des Timers geben. Abbildung 2.31 auf der nächsten Seite zeigt, dass der Kondensator über diesen Zeitraum immer wieder entladen wird und sich damit nicht aufladen kann. Somit liegt am Ausgang in dieser Zeit permanent ein „High"-Signal.

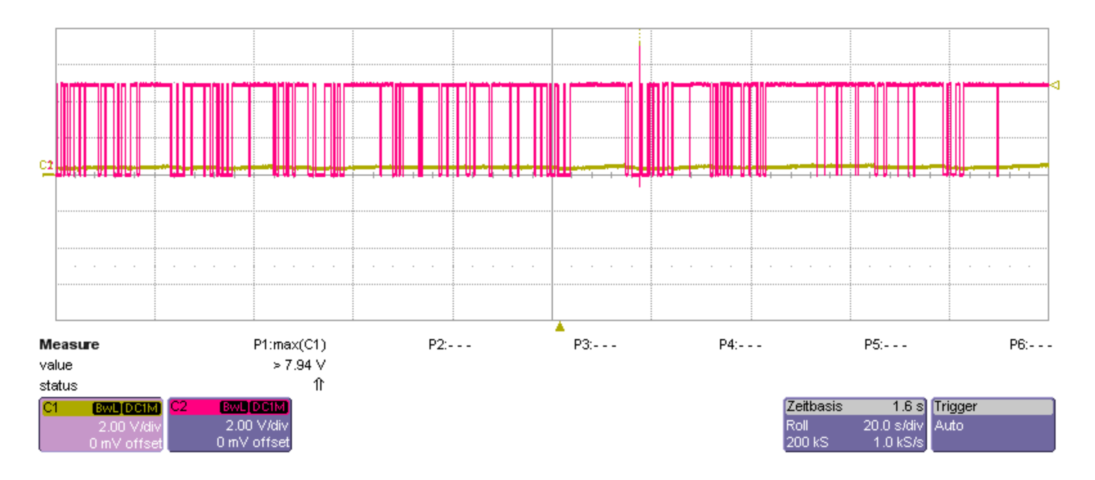



Abbildung 2.31: Über längeren Zeitraum anwesende Personen werden detektiert; C1(gelb):Kondensatorspannung; C2(pink):In

**Layout**

Das Layout der Platine wurde mit Eagle 5.6.0 erstellt. Das Layout ist auf eine einseitige EURO-Platine ausgerichtet und kommt ohne Brücken aus.

Da unsere Platine nur sehr geringe Ströme führt, konnten an problematischen Engstellen (wie bei Pin 3 in Abb.2.32) dünnere Leiterbahnen verwendet werden.

Es wurden nur die nichtleitenden Zwischenräume zwischen zwei Leiterbahnen weggeätzt um das Ätzbad zu schonen. Dazu wurde die grosse nicht genutzte Fläche als Massefläche ausgelegt und somit nicht weggeätzt.

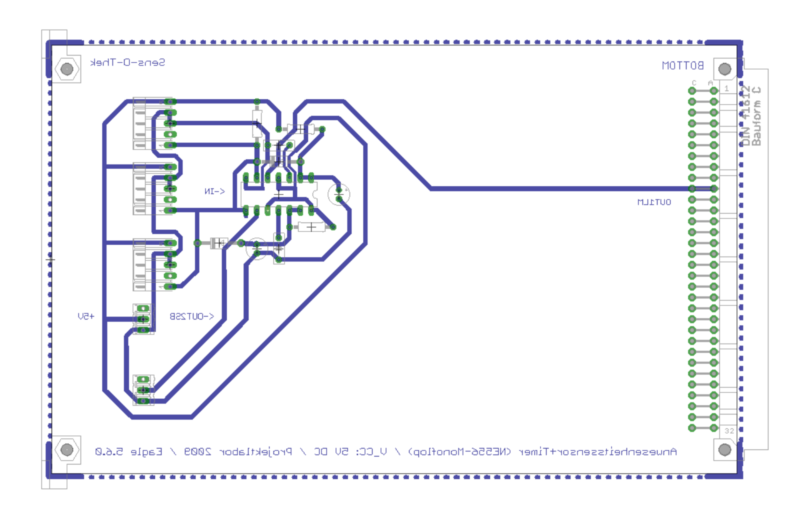


Abbildung 2.32: Platinen-Layout (ohne Massefläche), Eagle 5.6.0 Board

**Schnittstellen**
Da unsere Timerschaltungen zur Bestimmung des Aktivierungszeitpunkts des StandBy-Modus sowie des Lock-Modus vorgesehen sind, müssen daher selbstverständlich die binären Ausgangssignale der Timer an die jeweiligen Platinen gesendet werden. Das Lock-Modus-Signal wird über den Bus an die Gruppe 2 (Licht & Anzeige) übermittelt. Das Signal für die Relais-Schaltung des StandBy-Modus wird hingegen über eine extra Steckverbindung übergeben. Hierfür ist ein 3-poliger Stecker auf der Platine, über den das Signal und Masse übergeben werden. Auch die gesicherte Spannungsversorgung von $+5$ V wird über einen 3-poligen Steckverbinder geliefert. Auch hier werden zwei Pins für $+5$ V sowie Masse genutzt.
Desweiteren ist ein In-Signal der Sensoren (Schaltausgang) über einen 5-poligen Stecker realisiert, wobei hier auch die $++5$ V-Spannungsversorgung sowie Masse an die Sensoren geliefert werden. Auch hier bleibt ein Pin ungenutzt.
Am Sensor werden daher vier Pins verwendet: Einer für die Spannungsversorgung, zwei für Masse sowie der Schaltausgang. Alle Kabel der nichtgenutzten Pins wurden entfernt.
Die Schnittstellen werden nochmals in Tabelle 2.5 dargestellt.

**Probleme der Schaltung**

| Name | Out/In | an | Art | Wert | Def. | Verbindung |
|---|---|---|---|---|---|---|
| OUT1LM | Out | Gruppe 5 | Binär | 0V - 5V | Lockmodus | Bus - Pin 10 |
| OUT2SB | Out | Gruppe 2 | Binär | 0V - 5V | StandBy | 3-pol. Stecker |
| IN | In | - | Binär | 0V - 5V | Sensor | 5-pol. Stecker |
| +5V | In | - | konst. | +5V | Versorgung | 3-pol. Stecker |

Tabelle 2.5: Schnittstellen der Platine Anwesenheitssensor

Ein Problem hat sich erst beim gemeinsamen Test der Schaltung in Kombination mit der Relais-Platine des StandBy-Modus gezeigt. Das Relais, welches die Spannungsversorgung der, im StandBy inaktiven Teile der Sens-O-Thek, abschaltet soll mittels des Ausgangssignals des dafür bestimmten Timers gesteuert werden. Genauer soll das Relais bei einem eingehenden Low-Signal die Versorgung unterbrechen. Umgekehr ist das Relais geschlossen wenn ein „High"-Signal eingeht.
Das Problem zeigte sich, als sich die Kondensatoren der Timer-Schaltung nicht mehr auf $\frac{2}{3} \cdot \mathrm{V}_{CC}$ aufluden. Nach Messung des Ausgangsstroms war ersichtlich, dass das am Ausgang geschaltete Relais zuviel Strom zog. Das Problem kann durch einen MOSFET behoben werden, dessen Gate an dem Ausgangssignal der Timerschaltung liegt. Der Transistor wird vor das Relais geschaltet, sodass über diesem, bei durchgeschalteten Transisor („High"-Signal am Ausgang/Gate), nahezu die Spannung $\mathrm{V}_{CC}$ anliegt. Der MOSFET ist vom N-Kanal Anreicherungtyp.
Da die Platine der Relaisschaltung wegen einer kurzfristigen Änderung einer Gruppe noch einmal überarbeitet und neu geätzt werden muss, wird der Transistor aller Vorraussicht auf der Relais-Platine plaziert, sodass die Timer-Schaltung nicht erneuert werden muss.

**Reflexion der Gruppenarbeit**
Unsere Teilgruppe setzte sich aus nur vier Personen zusammen, da unser Teilprojekt im Vergleich zu dem Netzteil weniger aufwändig erscheint. Gemeinsam sammelten wir in den ersten Terminen Ideen zur Realisierung unserer Problemstellung. Nachdem wir uns auf eine Schaltung mit einem NE556/NE555 geeinigt hatten, verbrachten wir viel Zeit mit Simulationen, da die von uns verwendeten PSpice-Programme Probleme mit Simulationen im Minutenbereich hatten. Da die Simulation zumindest im Sekundenbereich die gewünschten Resultate brachte teilten wir uns auf, sodass sich jeweils zwei Personen um die weitere Simulation im Minutenbereich und den Aufbau der Schaltung auf einem Steckbrett kümmern konnten.
Im Weiteren mussten geeignete Sensoren herausgesucht und die Bauteile bestimmt werden, um die Abmessungen der Bauteile im Layout einfliessen zu lassen.
Kritischerweise muss bemängelt werden, dass sich unsere Konzentration lange Zeit zu stark auf die Timerschaltungen konzentriert haben und somit wichtige Nebenthemen vernachlässigt wurden. Das zeigte sich dann in sehr viel Zeitaufwand gegen Ende des Schaltungsentwurf.

Auch die Schnittstellen hätten vorrausschauender gewählt werden müssen, um überflüssige Stecker zu vermeiden.
Durch eine detailliertere Planung und Aufteilung der Aufgaben hätten wir Zeit sparen können. Dies bleibt auf jeden Fall als Erkenntnis für zukünftige Projekte.
Allerdings ging auch viel Zeit verloren, da im zugewiesenen Labor kaum Platz für zehn gleichzeitig arbeitenden Personen ist und viele Geräte nicht mehrfach vorhanden sind. So behinderten sich die Untergruppen teils gegenseitig, da oft gewartet werden musste bis ein bestimmtes Gerät (wie z.B. das Oszilloskop) wieder frei war. Auch brauchen Timer-Schaltungen im Minutenbereich naturgemäss beim Testen viel Zeit, womit in den Terminen oft nicht das geschafft wurde, was vorgesehen war.

***Florian Esterl, Antonio Pavic***

## 5.5 Simulation

**Aufgabenbeschreibung**
Unsere Aufgabe besteht darin, den Timer NE556 mit zwei verschiedenen Zeitausgängen in PSpice zu simulieren. PSPICE hat keinen NE556 in seiner Bibliothek, deshalb haben wir zwei Timertypen NE555 in unserer ganzen Simulationphase benutzt. Hier werden nur bis zu 15 Sekunden simuliert, da PSpice keine längere Simulation zulässt.

**Definition**
Was ist Pspice? PSPICE ist die PC-Version des legendären Simulationsprogramms SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), das an der Universität Berkeley entwickelt wurde und das damals die professionelle Schaltungsentwicklung revolutioniert hat. Mit einer phantastischen Präzision konnte SPICE das Verhalten elektronischer Schaltungen voraussagen (simulieren). Die Entwicklungszeiten und - kosten elektronischer Schaltungen reduzierten sich für den SPICE-Anwender immens.

**Vorbereitung**
In Abbildung 2.34 auf der gegenüberliegenden Seite werden zwei Timer des Typs NE 555 als als retriggbarer Monoflop getestet. Für den Eingang brauchen wir einen Infrarot-Sensor; weil es in PSpice jedoch keinen IR gibt, haben wir einen V-Puls mit einer Darlington Schaltung in Serie geschaltet.

Begründung:
Damit der Timer in der Lage ist, zu schalten benötigt er einen negativen Impuls. Wenn am Eingang der Darlington Schaltung ein Impuls auf Basis kommt, wird der Emitter auf Masse gezogen. Dann bekommen wir für jeden Impuls aus dem V-Puls einen umgekehrten Impuls aus der Darlington-Schaltung.

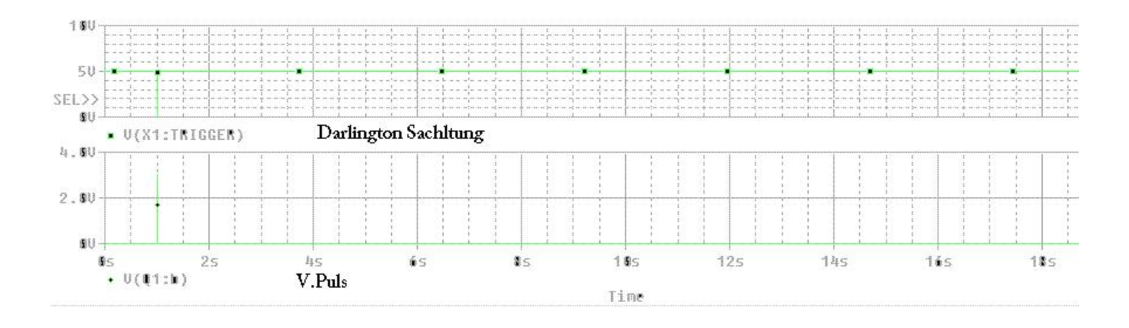



Abbildung 2.33: Einggang des Timers

**Schaltungsentwurf und die Berechnung**

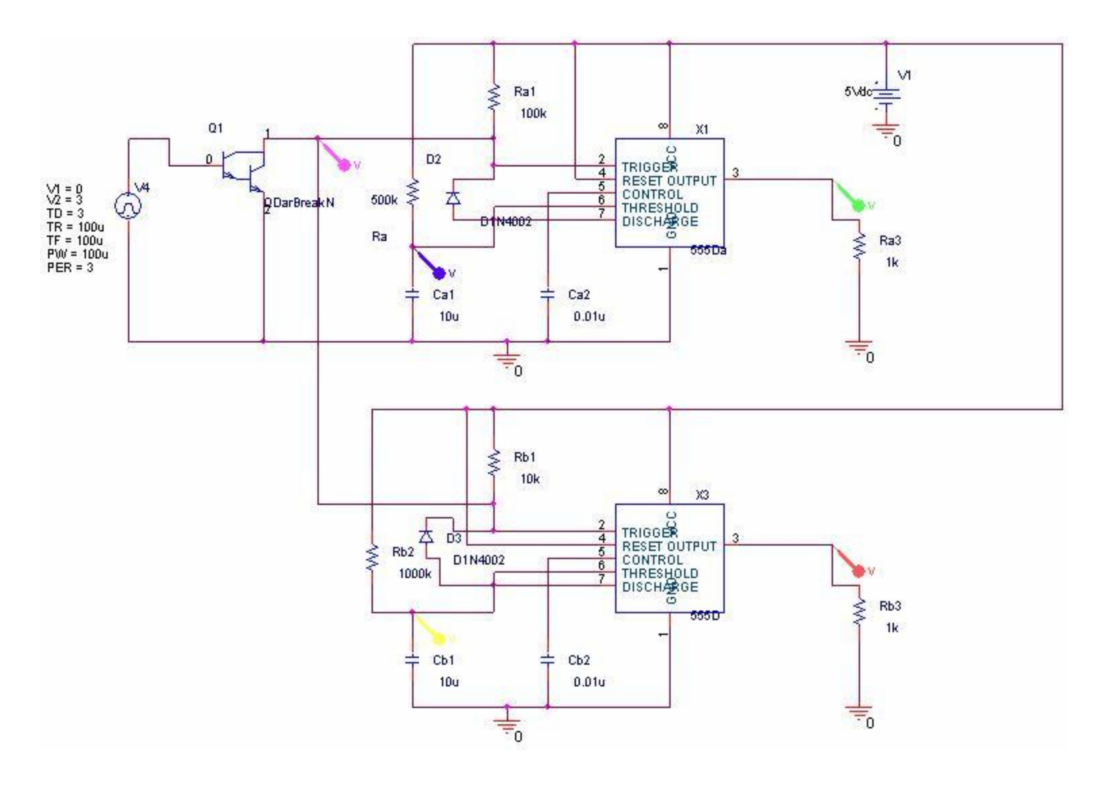



Abbildung 2.34: Schaltung des Retriggers

| | | |
|---|---|---|
| Ra1 | 100 k Ohm | Pmax=0,25W |
| Ra | 500 k Ohm | Pmax=0,25W |
| Rb1 | ´10 k Ohm | Pmax=0,25W |
| Rb2 | 1000 k Ohm | Pmax=0,25W |
| Ca1 | 10uF | Umax=2,7 V |
| Ca2 | 0,01uF | Umax=5V |
| Cb1 | 10uF | Umax=2,7 V |
| Cb2 | 0,01uF | Umax=5V |

| | |
|---|---|
| V4 | VPuls |
| Q1 | QDarBreak N |
| V1 | 5 Vdc |
| D2 | D1N4002 |
| D3 | D1N4002 |
| X1 | NE555Da mit Vcc=5V |
| X3 | NE555D mit Vcc=5V |

Einstellungen der Spannungsquelle $VPuls$:

- Periodendauer PER = 3 s;
- Pulsbreite PW = 100 ms;
- Delay TD = 3 s;
- Abfallzeit TF = 100 $\mu$s;
- Anstiegszeit TR = 100 $\mu$s;
- Maximalamplitude $V_2$ = 3 V;

- Minimalamplitude $V_1 = 0\,V$;

Die dargestellte Schaltung in 2.34 zeigt 2 Timer des types NE555 als retriggbaren Monoflop. Am Eingang beider Timer haben wir einen einzigen Impuls, der beide Timer aktiviert. Die Dauer ist berechnet mit der Regel:

$$t = R \cdot C \cdot 1,1 \tag{2.22}$$

Also ergibt sich für $X_1$ $t = 5{,}9\,s$ und für $X_2$ $t = 11\,s$. Dies gilt nur für einen Impuls.

**Ergebnis der Simulation**
Aus Eingangsspannung $V_4$ mit $Q_1$ folgt ein Signal wie in Abbildung 2.35 und Abbildung 2.36 zu sehen ist. Bei Impulsen, die auf 0 V gehen, laden sich die Kondensatoren bis 2,7 V auf. Beim folgenden Impuls entladen sich die beiden Kondensatoren kurz, aber nicht auf null Volt, und laden sich wieder auf, bis es keinen Impuls mehr gibt.

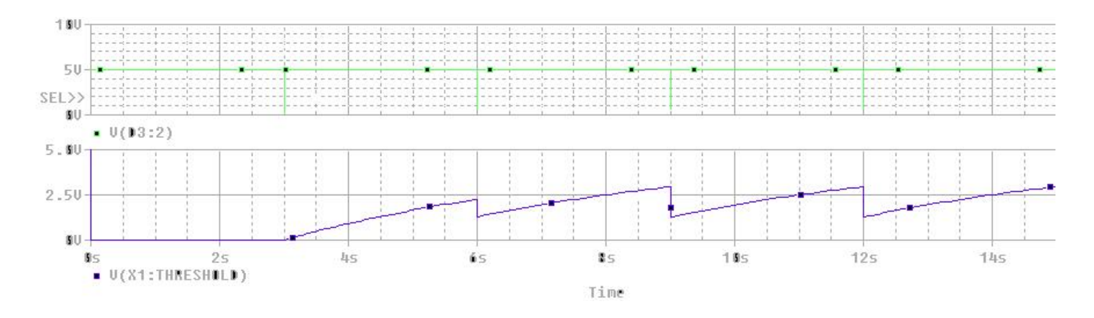



Abbildung 2.35: Timer 1 wird regetriggert

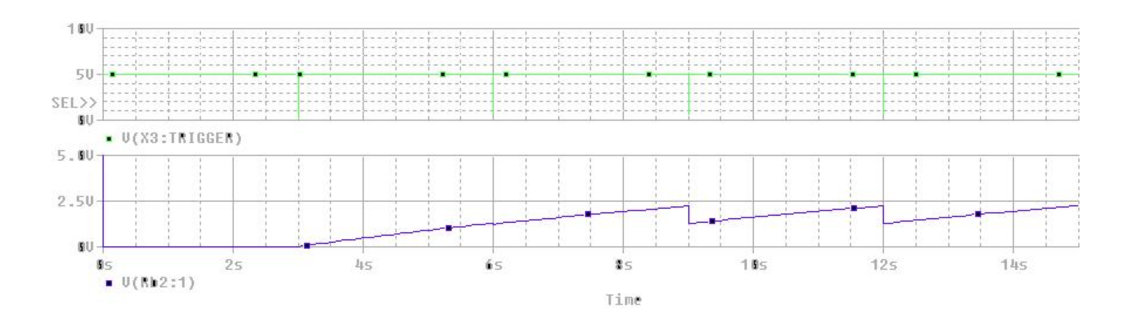



Abbildung 2.36: Timer 2 wird regetriggert

Solange die Kondensatoren aufgeladen sind, schalten sich die 2 Timer auf 4,9V wie in 2.37und 2.38 gezeigt wird.

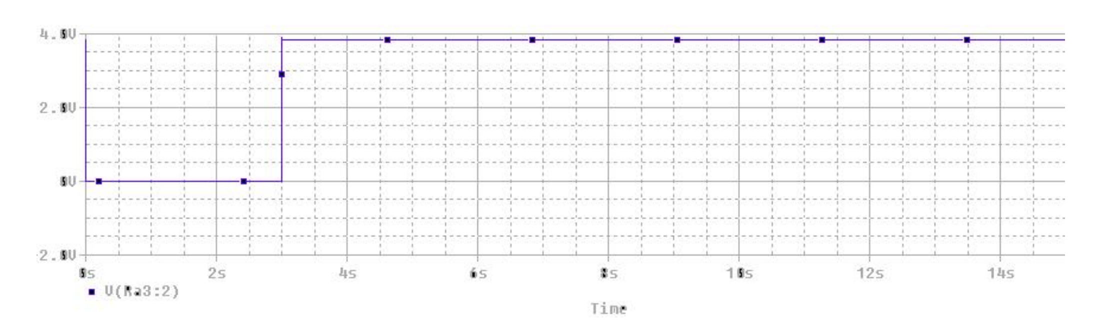



Abbildung 2.37: Ausgangssignal Timer 1

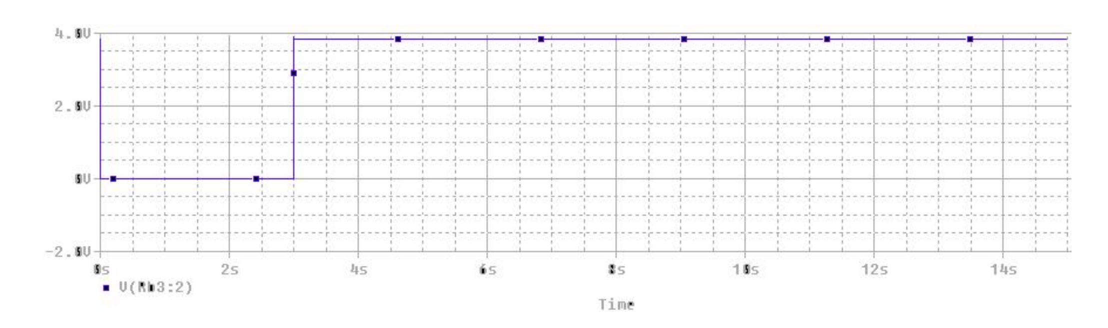



Abbildung 2.38: Ausgangssignal Timer 2

***Zied Gadacha***

# 6. Bus

Die Aufgabe, einen Bus zu entwickeln, wurde unserer Gruppe gegeben. Vor dem Schnittstellentermin hatte es keinen Sinn etwas mit dem Bus anzufangen, da keiner etwas Bestimmtes über die Signale und Verbindungen zu anderen Gruppen wusste; also habe ich mich bis zu diesem Termin mit anderen der Teilgruppe „Stromversorgung“ um die Entwicklung vom Netzteil beschäftigt. Bei dem Schnittstellentermin wurden die wesentlichen Leitungen festgelegt. Ebenso wurde bestimmt, dass die Leitungen, die viel Leistung übertragen werden und zwei oder mehr Ampere Strom leiten können müssen, über eine Extraleitung außerhalb des Buses zugeführt werden. Weiterhin wurde bestimmt, dass der Bus aus 32 Leitungen der Gesammtlänge 19 Zoll bestehen und der Stecker wird der 64-PIN Steckleiste mit der Bestellnummer74-22-44-29 aus dem Conrad-Katalog sein wird. Zwei Pins, die quer zur Länge des Steckers stehen, werden überbrückt, damit sich die Leistung pro Pin aufteilt. Hierbei gab es jedoch ein Problem: Jeder wusste nur alles für sich, aber keiner hatte die Überblick von allen, somit musste ein Plan erstellt werden. Nach einer Koordination mit den Gruppen 5 und 3 wurde der Plan entwickelt, der veröffentlicht wurde. Im Forum wurde er diskutiert und noch einwenig ergänzt und als Endergebnis kamen wir zur Belegung, die in der Tabelle 2.6 dargestellt ist.
Ebenso wurden auch die zu erwartende Leistungen genannt:

Tabelle 2.6: Übersicht der Pin-Belegung

| PIN-Paarnr. | Belegung | PIN-Paarnr. | Belegung |
|---|---|---|---|
| 1 | +15V | 17 | Füllstand Fass 5 |
| 2 | GND15 | 18 | AlkoholTest |
| 3 | -15V | 19 | Glas voll |
| 4 | +5V | 20 | IR-Sensor fürs Glas |
| 5 | GND 5 | 21 | Gewichtssensor fürs Glas |
| 6 | -5V | 22 | Aussentemeratur Input |
| 7 | Überbrückung Alkoholtest | 23 | Bewegungssensor |
| 8 | GND | 24 | Motorsteuerung |
| 9 | Überbrückung Sound (Fass leer) | 25 | Gewichtssensor (Fass) |
| 10 | Lock modus | 26 | GND |
| 11 | Alkoholtester Sensor Input | 27 | Vorverstärker(24V) |
| 12 | Pustesensor | 28 | Lichtorgel Tiefpass |
| 13 | Füllstand Fass 1 | 29 | Lichtorgel |
| 14 | Füllstand Fass 2 | 30 | Lichtorgel |
| 15 | Füllstand Fass 3 | 31 | Lichtorgel |
| 16 | Füllstand Fass 4 | 32 | Lichtorgel Hochpass |

Tabelle 2.7: Übersicht der Leistungen

| benötigte Spannung\Leistungen für Gruppe | 1 | 3 | 4 | 5 | 2 |
|---|---|---|---|---|---|
| +15V | 1W | 15W | 10W | | 1W |
| -15V | 1W | 7W | | 15W | 1W |
| +5V | 5W | | 3W | | |
| -5V | | | | 5W | |

Jetzt mussten die Abstände mit anderen Gruppen zwischen den einzelnen Platinen bestimmt werden. Eine Umfrage der allen Gruppen ergab folgende Ergebnisse:

- Gruppe 1. 2 Platinen: 3.5+2cm (evtl.3.5+3)
- Gruppe 2. 1 Platine:2cm
- Gruppe 3. 2 Platinen: 1.5 und 6-8 cm für den Kühlkörper
- Gruppe 4. 2 Platinen: 3.5+4cm
- Gruppe 5. 3 Platinen: 1.5 und 1.5 und 2.5 cm

Dies bedeutet, dass die Platinen nebeneinenander sein sollen und dass sie nur über den Bus verbunden sind.
Jetzt gingen wir zur Frau Kerstin Trubel und wollten eine Streifenraster-Leiterplatine und entsprechende Stecker bekommen, um es zusammen zu löten, aber sie hat uns eine fertige Platine für unseren Projekt spendiert angeboten. Die Abstände zwischen einzelnen Steckplätzen betragen 2cm und einige 4 cm - es war mehr als mindestens notwendig war (siehe dazu Abbildung 2.39).
Als nächstes mussten die Lage der einzelnen Platinen einzeln festgelegt werden. Bei der Anordnung der Plati-

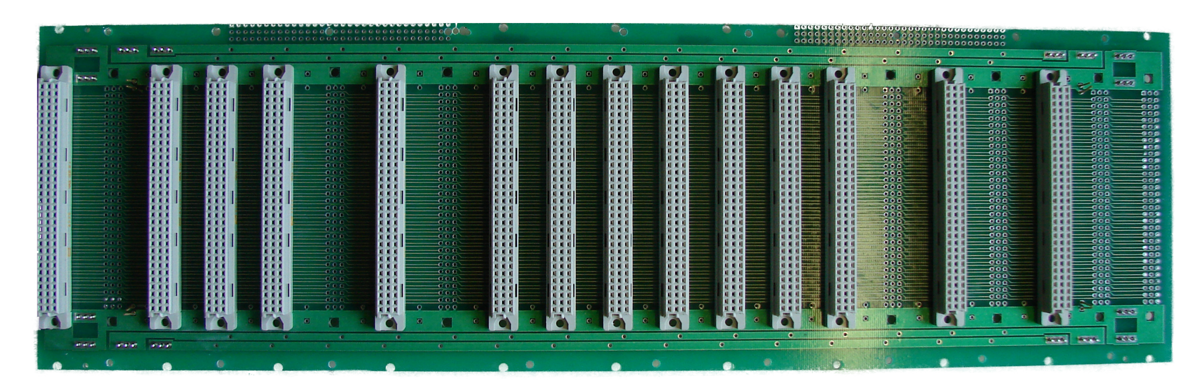


Abbildung 2.39: Bus

nen mussten 3 wesentliche Aspekte beachtet werden:

1. Die Platinen,die unter einander nicht über den Bus verbunden sind, müssen neben einander auch stehen.
2. Die Platinen,die viel Strom verbrauchen werden, müssen so bezüglich der Stromversorgungsstecker so angeordnet werden,dass der Strom sich möglichst gleichmäßig über die Leitungen verteilt,damit die Leitungen weniger belastet werden und bei langfristigen Belastung weniger erwärmt werden. Es bedeutat auch,dass die Platinen mit viel Leistung müssen möglichst nah an den Stromversorgungsstecker platziert werden.
3. Die Anzahl der Plätze ist begrenzt und sie sind nicht regelmäßig angeordnet.

Als ich die Plätze verteilt habe, gab ich mir Mühe einen Platz immer frei zu halten, damit notfalls, falls jemand die abgesprochene Abstände nicht einhält, wir immerhin 2 cm „Luft“ zusätzlich haben (es hat sich später als nützlich herausgestellt). Ansonsten konnten die Platinen beliebig verteilt werden.

Die Gruppe Sensorik hat mich angesprochen, dass sie unbedingt am Rand sein wollen, deshalb wurde ihre 4+2 Platine als untere angelegt.(Ebenso haben sie gesagt,dass sie evtl. 4+4cm Platz brauchen) Die Gruppe Sound müssen ihre Endstufe kühlen und brauchen mindestens 6-8 cm Platz für Ihren Kühlkörper. Dazu verbraucht die Endstufe 15W bei 15 V vom Bus,somit habe ich sie ganz rechts platziert. Nebengedanke war auch, dass falls sie extra viel Kühlung, oder einen aktiven Lüfter brauchen, so könnte einer von der Seite im Gehäuse eingebaut werden. Gruppe Alkoholtester brauchte 4+4cm Platz und wurde neben der Gruppe Sensorik platziert,da die Stecker da ebenfalls 4cm Abstand hatten. Weiter kam die Gruppe Licht und Anzeige und danach Abstandsmessung. Der Stromversorgungsstecker war somit in der Mitte zwischen zwei grössten Verbraucher (siehe dazu auch Abbildung 2.40). Die Zahl über den Stecker bedeutet die Nummer der Gruppe welche diesen Stecker verwenden wird. Jetzt musste der Bus für die gegebene Leistung getestet werden. Erstmal wurde jede

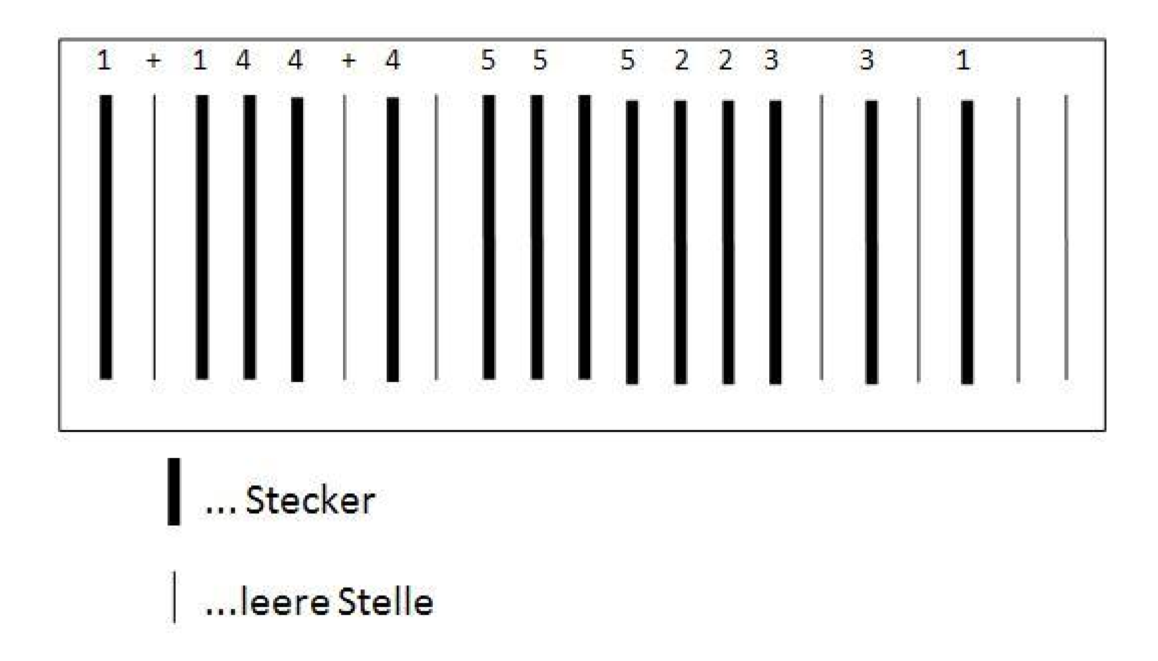



Abbildung 2.40: Schematische Busdarstellung und seine Belegung

Leitung mit einem Ampere Strom 15 Minuten lang belastet. Dabei wurde die Temperatur der Leitung gemessen. Die Temperatur der Leitungen war unverändert. Der Bus bestand aus 64 Einzelleitungen. Die zwei, die quer nebeneinander sind mussten überbrückt werden. Das erste Paar wurde schon miteinander über die Masse verbunden. Das zweite Paar musste mit Überbrückungsleitungen ergänzt werden. Über diese zwei Leitungen fliesst am meisten Strom (bis zu 2 Ampere). Es wurde gemacht und der Bus wurde für die Ströme bis 2,04 Ampere 30 Minuten lang belastet. Mehr Strom lieferte unser Laborspannungsquelle leider nicht. Somit hat die Platine uns gepasst.

***Kirill Klein***

Gruppe 3

# Sound & Lichtorgelansteuerung

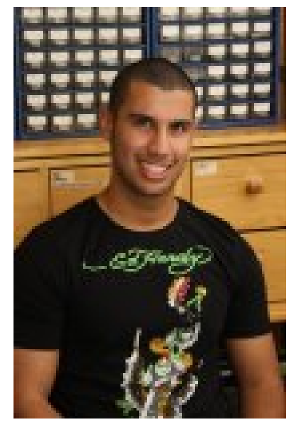
## Inhaltsangabe



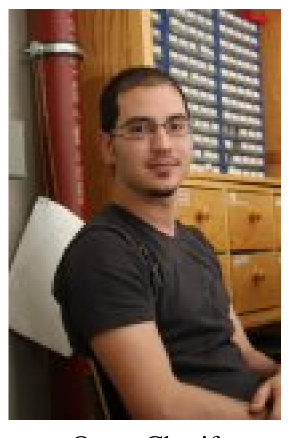
**Abstract:**
Die Gruppe „Sound & Lichtorgelansteuerung“ war im Wesentlichen für drei Dinge verantwortlich: Zum einen sollte ein analoges Stereo-Musiksignal verstärkt und auf Lautsprecher ausgegeben werden; dies sollte in Form eines Vorverstärkers und einer Endstufe geschehen. Des Weiteren sollte dieses Signal ausgekoppelt, die Intensität in verschiedenen Frequenzbändern gemessen und als zur Intensität proportionale Gleichspannung an die Lichtgruppe für die Lichtorgel gesandt werden. Zu guter letzt waren wir noch für die Erzeugung von Klängen bei verschiedenen Aktionen, wie gefülltem Glas verantwortlich.

*Daniel Menzel für die Gruppe 3*

**Die Mitglieder der Gruppe 3 waren:**



Ahmed Chahrour


Omar Cherif

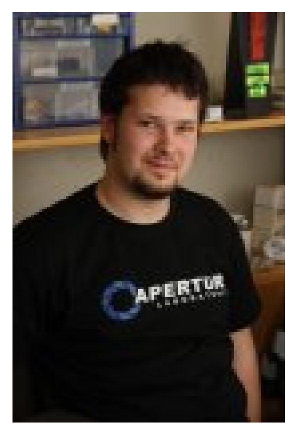

Tim Faber

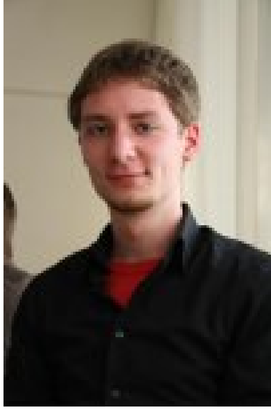

Tina Gruhl


Stefanie Lehmann


Daniel Menzel


Patrick Prella


Mathias Schmieder


Patrick S. Seiler


Ahmed Siručić


**Michael Schlüter**

# 1. Filteranordnung für die Lichtorgel

Im Rahmen unseres Projekts ist eine Filteranordnung für eine Lichtorgel zu entwerfen.
Im Folgenden werden wir nach einer kurzen Einleitung über die Filteranordnung im Allgemeinen zu den speziellen Anforderungen unserer Schaltung kommen, um dann zu der technischen Realisierung und den einzelnen Spezifikationen überzugehen. Abschließend werden die einzelnen Entwicklungsschritte näher beschrieben und die kompletten Schaltpläne dargestellt.

## 1.1 Einleitung

Ein Filter aus elektrotechnischer Sicht ist eine Anordnung, welche - abhängig von den eingestellten Parametern - bestimme Signale passieren lässt und andere dämpft („filtert“).
Als Eingangssignal für die gesamte Schaltung wird ein Audiosignal in Form einer sinusförmigen Wechselspannung variabler Amplitude erwartet, die über den Bus (Abschnitt **2.**6. auf Seite 66) vom Vorverstärker (Unterabschnitt **3.**2.2 auf Seite 82) geliefert wird. Dieses Signal wird entkoppelt und über einen Impedanzwandler geführt, um die Quelle nicht zu belasten, sowie an einzelne Filterkanäle übergeben, welche es verarbeiten und an den Bus weiterleiten.

Der vollständige Schaltplan ist im Anhang dargestellt.

## 1.2 Anforderungen und Entwurf (Theorie)

Da das menschliche Gehör Töne von 20 Hz bis 20 kHz wahrnimmt und dieser Bereich sinnvoll dargestellt werden sollte, haben wir uns für fünf Kanäle mit Filtern verschiedener Frequenzbereiche entschieden, welche das Eingangssignal verarbeiten. Auf diese fünf Kanäle verteilen sich ein Tiefpass, drei Bandpässe und ein Hochpass, wobei die Passeigenschaften nach in der Musik oft verwendeten Instrumenten ausgerichtet wurden. Nach der Filterung findet eine Gleichrichtung und Glättung statt.
Das Ziel dieser Anordnung ist es, bestimmte gefilterte Frequenzbereiche eines Audiosignals nach ihrer Intensität gewichtet als Gleichspannungspegel an den Bus weiterzugeben, damit dieser dort von der Lichtgruppe (Abschnitt **5.**1. auf Seite 129) kanalweise abgenommen werden kann.

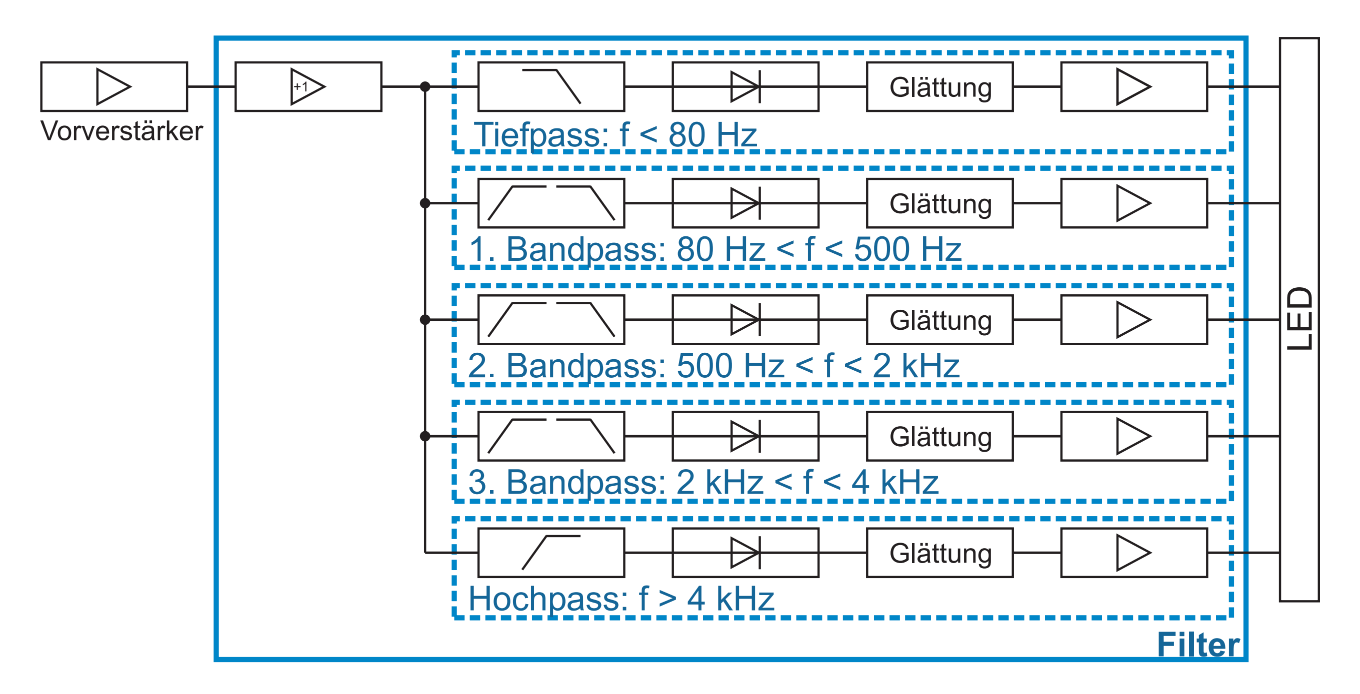



Abbildung 3.1: Blockschaltbild

**Filtercharakteristik**

Aufgrund der für diese Anwendung geeignet erscheinenden Eigenschaften, fiel die Wahl auf eine Filtercharakteristik nach Butterworth. Diese weist ein gutes Amplitudenverhalten über den gesamten Frequenzbereich sowie einen flachen Verlauf im Durchlassbereich, gefolgt von monotoner Dämpfung im Sperrbereich, auf. Tschebyscheff-Filter hätten ebenso verwendet werden können; ein Filter nach Bessel ist zwar wegen des linearen Phasengangs interessant, weist jedoch im Vergleich zum Butterworth-Filter eine geringere Flankensteilheit auf, welche uns aufgrund der damit zusammenhängenden Trennschärfe wichtiger erschien (vgl. [**?**]).

**Realisierung der Filter**

Wir haben uns für einen Entwurf aktiver Filter (Unterabschnitt **3.**1.4 auf der gegenüberliegenden Seite) in Sallen-Key-Architektur (Einfachmitkopplung) entschieden, da dadurch eine gewisse Stabilität gegenüber Bauteiltoleranzen gegeben ist und der Schaltungsaufwand möglichst gering gehalten wird (vgl. [**?**]). Als Folge daraus werden in der gesamten Filteranordnung Operationsverstärker eingesetzt.

Zur Entwicklung der einzelnen Kanäle wurde ein klassischer $\mu$A741 ausgewählt; zum Aufbau und auf der Platine wurde dann ein integrierter Schaltkreis mit vier Operationsverstärkern (TL074C) verwendet, um den Schaltungsaufwand möglichst gering zu halten. Als Versorgungsspannung erhalten diese $\pm 15$ V über den Bus (Abschnitt **2.**6. auf Seite 66).

Um etwaige störende hochfrequente Signalanteile in der Versorgungsspannung des Operationsverstärkers zu entkoppeln und Spannungseinbrüchen entgegenzuwirken (hervorgerufen in etwa durch kurzzeitige Belastung durch andere integrierte Schaltkreise), wird diese jeweils mit einem Kondensator versehen.

Ein jeder Kanal besteht somit zu Beginn aus einem Filter (im Folgenden am Beispiel des ersten Kanals; Abbildung 3.2).

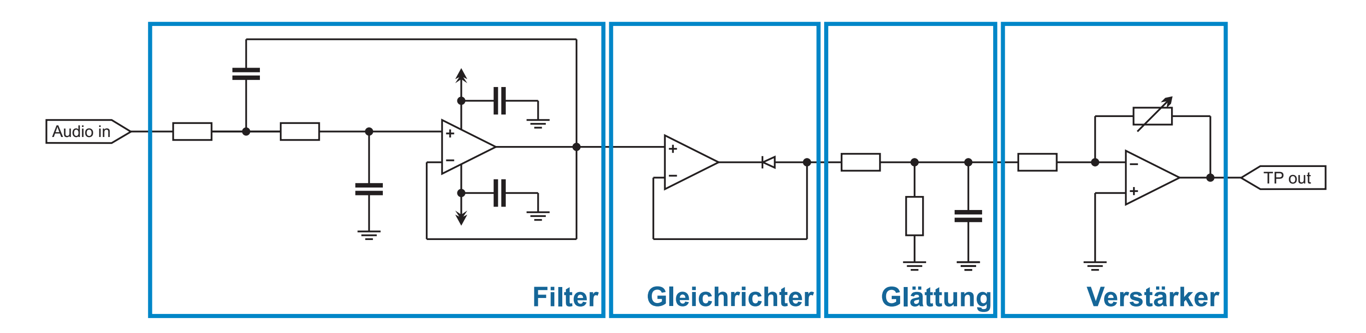



Abbildung 3.2: Aufbau eines Kanals am Beispiel des Tiefpasses

**Gleichrichtung, Glättung und Verstärkung**

Die nachfolgende Gleichrichtung wird über eine Präzisionsgleichrichter (Diode mit Operationsverstärker zum Ausgleich des Spannungsabfalls) vorgenommen (Abbildung 3.2), wobei bewußt die negative Halbwelle durchgelassen wird. Eine anschließende Glättung über passive Bauelemente (Abbildung 3.2) wird gefolgt von einem invertierenden Verstärker (Abbildung 3.2). An diesem kann über ein in der Frontplatte befindliches Potentiometer eine variable Verstärkung bis zum Faktor zehn eingestellt werden. Da der invertierende Verstärker das Signal um 180° in der Phase dreht, ergibt sich zusammen mit der von der Diode stammenden negativen Halbwelle und der Glättung ein stets positives Gleichspannungssignal, welches von der Lichtgruppe genutzt werden kann. Über die Verstärkung wird die Signalamplitude der einzelnen Kanäle dabei so eingestellt, dass eine ideale Aussteuerung des Auflösungsbereiches der Lichtgruppe erreicht wird.

Sollte im Ausnahmefall die Ausgangsspannung ihr Maximum von 15 V erreichen - gegeben durch die Versorgungsspannung des invertierenden Verstärkers -, so wird dies durch die nachfolgende Schaltung zur Pulsweitenmodulation (Abschnitt **5.**1. auf Seite 129) als volle Aussteuerung aufgefasst; eine Zerstörung der Schaltung ist ausgeschlossen.

**Schnittstellen**

Die Platine benötigt die Pins 1 bis 3 zur Versorgung der intergrierten Schaltkreise.

Über Pin 27 wird das Audio-Eingangssignal abgenommen; die einzelnen Ausgänge der Filterkanäle sind nach den Frequenzbereichen geordnet und verteilen sich auf die Pins 28 (Tiefpass) bis 32 (Hochpass).

***Tim Faber, Patrick Prella und Patrick Seiler***

## 1.3 Entwicklungsarbeit (Praxis)

Zuerst galt es abzuwägen, wie wir eine solche Filteranordnung realisieren könnten. Dazu haben wir diverse Referate gehört, zudem hat sich jeder von uns im Rahmen seiner prüfungsäquivalenten Studienleistung mit einer Art von Filter beschäftigt, um Vor- und Nachteile der Anwendung in der Gruppe abwägen zu können. Die Ergebnisse dieser Arbeit werden in den nachfolgenden Abschnitten dargestellt.

Wir haben uns dazu entschlossen Tief-, sowie Hochpass in zweiter Ordnung, die Bandpässe jedoch in vierter Ordnung auszuführen, damit diese auch eine dementsprechende Flankensteilheit und Trennschärfe aufweisen. Um Komplikationen zu vermeiden und den Schaltungsaufbau zu beschleunigen, sollten die Bandpässe aus einer Kaskadierung eines Hoch- und Tiefpasses zweiter Ordnung erzeugt werden (Unterabschnitt **3.**1.6 auf Seite 75).
Die Filter wurden sowohl einzeln, als auch in der gesamten Anordnung mitsamt Glättung, Gleichrichtung und Verstärkung mit PSpice simuliert und auf Steckbrettern aufgebaut. Bei der Simulation stellte sich heraus, dass die Bandpässe im Durchlassbereich nicht ganz die gewünschte Verstärkung zeigten, weshalb diese nochmals eine zusätzliche, fest eingestellte Verstärkung erhielten. Im Wesentlichen verhielt sich die Anordnung dann jedoch wie erwartet. Nach erfolgreichem Testen und Messen fertigten wir mit EAGLE ein Layout an und ätzten sowie bohrten die Platine im Labor. Anschließend folgte das Stecken und Löten der Bauelemente sowie die Fehlersuche.

Der gesamte Entwicklungsprozess umfasste mehrere Wochen. Der genaue Verlauf, die Zeiteinteilung und etwaige Schwierigkeiten bei der Entwicklung sind unseren Protokollen zu entnehmen.

***Tina Gruhl und Stefanie Lehmann***

## 1.4 Vergleich: aktiv vs. passiv

Nimmt man sich einen Entwurf einer Lichtorgelansteuerung vor, sollte man zunächst die Überlegung anstellen, welcher Art die einzelnen Filter sein sollten.
Dabei betrachtet man zunächst die gröbste Einteilung: Sind hier aktive oder passive Filter von Vorteil?
Um sich darüber klar zu werden, welche Art von Filter hier die sinnvollste Verwendung findet, sollte man die Vor- und Nachteile überprüfen.
Ein passives Filter ist ein Netzwerk, welches ausschließlich aus passiven Bauelementen mit Energiespeichern besteht. Man muss also je nach Verwendung Widerstände, Kondensatoren und Spulen dimensionieren. Ein aktives Filter hingegen arbeitet mit aktiven Elementen, dem Operationsverstärker, sodass man auf die Verwendung von Spulen verzichten kann.
Auf den ersten Blick bietet sich die Verwendung passiver Filter wohl an. Sie benötigen keine zusätzliche Versorgungsspannung und sind einfach zu berechnen und lassen sich bequem dimensionieren. Betrachtet man nun die Funktion eines passiven Filters genauer, stellt man aber einige Nachteile fest.
Arbeitet man mit sehr niedrigen Frequenzen, benötigt man sehr große Bauteilwertigkeiten. Große Spulen sind kostenaufwendig, platzverschwenderisch und schwer. Mit der Verwendung von aktiven Elementen lässt sich der Einsatz von Induktivitäten umgehen.
Des Weiteren ist ein passives Filter sehr belastungsanfällig. Ändern sich die Quell- und Lastimpedanzen, verschiebt sich die Leerlaufgrenzfrequenz und die Funktion des Filters ist nicht mehr gewährleistet.
Die Simlation der Frequenzgänge eines LRC-Tiefpasses zweiter Ordnung mit unterschiedlichen Belastungen am Ausgang in Abbildung 3.3 auf der nächsten Seite verdeutlichen dies. Daraus ergeben sich Komplikationen bei der Kaskadierung von Pässen für das Erreichen einer höheren Ordnung, aber auch in der Wartung der Schaltung. Auch hier kann man diese Probleme mithilfe eines Impedanzwandlers umgehen, um das Netzwerk unabhängig von der Umgebung zu gestalten, was wiederum auf eine Verwendung aktiver Filter führt.

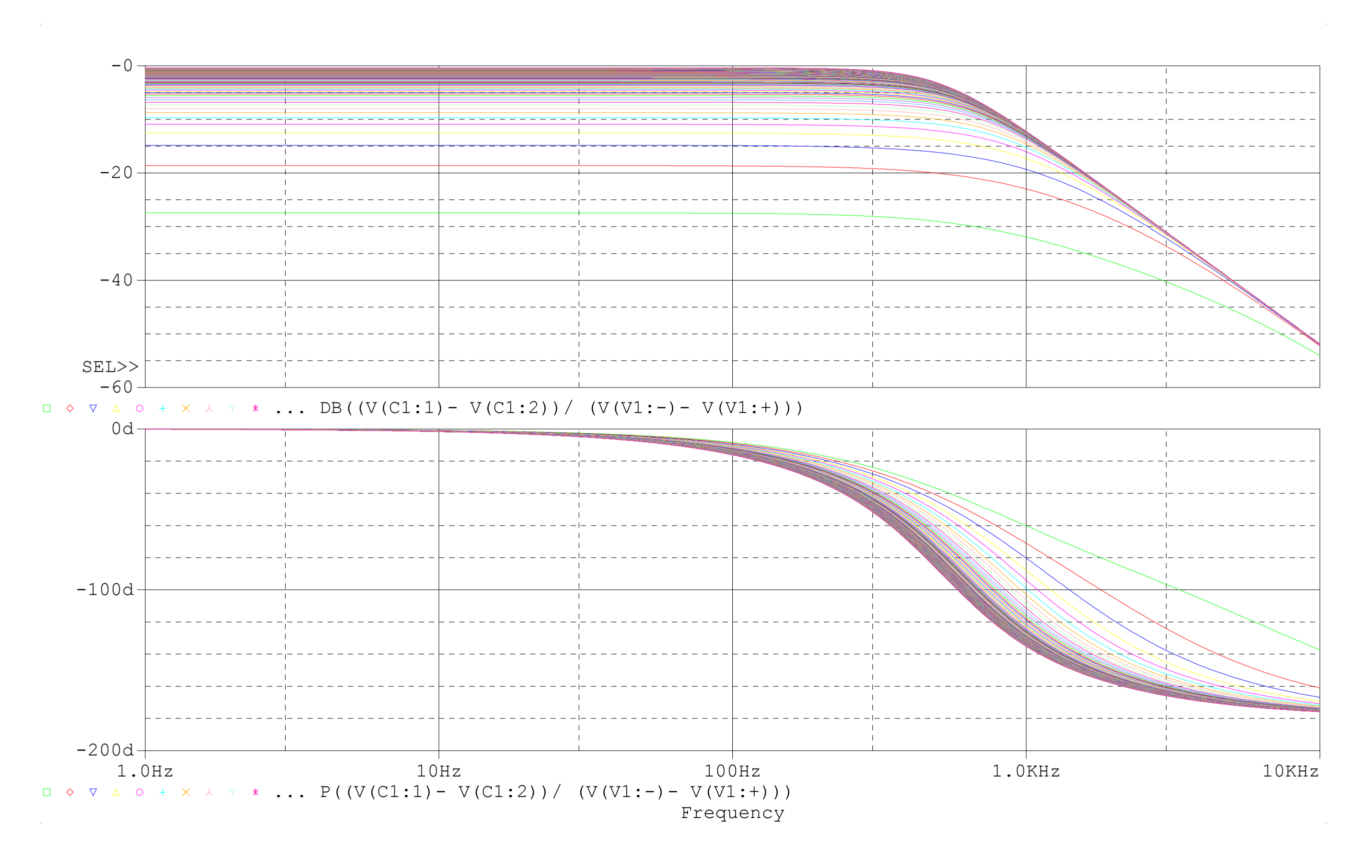



Abbildung 3.3: belastungsabhängiger Frequenzgang (PSpice)

Wir arbeiten in unserer Lichtorgelansteuerung mit Audiosignalen, also eher im niederfrequenten Bereich und so ist eine Verwendung passiver Filteraufbauten nicht sinnvoll. Da sich die genaueren Parameter in der Umgebung hinsichtlich der Impedanzen am Ein- und Ausgang nicht bestimmen lassen und wir zum Aufbau der Bandpässe Kaskadierungen von Hoch- und Tiefpass nutzen, ist eine belastungsresistente Schaltung unerlässlich.

Die Gruppe entschied sich deshalb sofort für eine Realisierung der Filter mit aktiven Elementen.
Dadurch erreichen wir nicht nur eine große Effektivität im Kosten-Nutzen-Verhältnis, sondern gewährleisten auch die Funktion der einzelnen Filter, die eine große Trennschärfe aufweisen sollen. Zudem ist es uns möglich das Signal am Ausgang mit der Verwendung des Operationsverstärkers zu verstärken.

***Tina Gruhl***

## 1.5 Aktiver Tiefpass

Der Tiefpass wurde in Sallen-Key-Architektur in zweiter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 80Hz entworfen. Zuvor wurde die Übertragungsfunktion durch Koeffizientenvergleich mit der allgemeinen Übertragungsfunktion eines Tiefpasses ermittelt - die Koeffizienten wurden dabei gemäß Butterworth-Charakteristik gewählt ($a = \sqrt{2}$, $b = 1$; vgl. hierzu auch [**?**]) - und die Bauelemente dimensioniert:

$$H(S) = \frac{1}{1 + \omega_g C_2(R_3 + R_4)S + \omega_g^2 C_1 C_2 R_3 R_4 S^2} \tag{3.1}$$

$$R_{3|4} = \frac{aC_1 \mp \sqrt{a^2C_1^2 - 4bC_1C_2}}{2\omega_g C_1 C_2} = \frac{\sqrt{2}C_1 \mp \sqrt{2C_1^2 - 4C_1C_2}}{4\pi 80Hz C_1 C_2}, \qquad \frac{C_1}{C_2} \geq \frac{4b}{a^2} = 2 \tag{3.2}$$

(vgl. [**?**])
Die Widerstände können so in Abhängigkeit von der Grenzfrequenz und den gewählten Kondensatoren errechnet werden, wobei darauf zu achten ist, dass die zweite genannte Bedingung für die Kapazitäten einzuhalten ist, damit diese reelle Werte annehmen.

Die Kapazitäten werden mit $C_1 = 220nF$, $C_2 = 100nF$ nach gängigen (respektive gut verfügbaren) Kondensatoren gewählt; man erhält $R_3 = 9,826k\Omega$ sowie $R_4 = 18,309k\Omega$.
Widerstände zur Einstellung der Verstärkung sind nicht notwendig, da die Verstärkung des Filters Eins beträgt und erst später durch den nichtinvertierenden Verstärker am Ende das Kanals eingestellt wird.
Die fertig dimensionierte Schaltung in PSPice mit den Positionen der Bauelemente ist hier dargestellt:

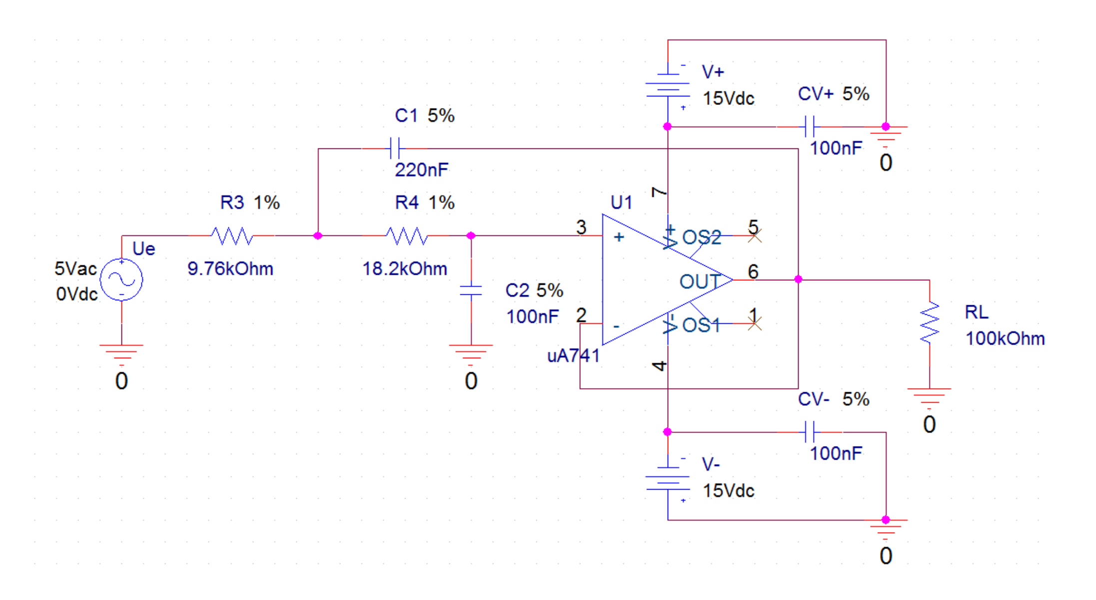



Abbildung 3.4: Tiefpass (PSpice)

Die Kapazitäten sind direkt in 220nF und 100nF erhältlich und werden zum Beispiel als Folienkondensatoren (5% Toleranz, günstig und verlustarm) ausgeführt. Die errechneten Widerstände werden durch die nächstmöglichen verfügbaren Metallschicht-Widerstände (1%) mit $R_3 = 9,76k\Omega$ und $R_4 = 18,2k\Omega$ genähert; die dadurch auftretende Abweichung des Filterverlaufs ist vernachlässigbar gering.
Aufgrund der Wertigkeit der Widerstände ergibt sich eine angemessene Eingangsimpedanz, sodass sich der Eingangsstrom in einem realistischen Rahmen bewegt und nicht zu groß wird. Der Operationsverstärker gewährleistet eine niederohmige Ausgangsimpedanz (Spannungsanpassung).
Um etwaige störende hochfrequente Signalanteile in der Versorgungsspannung des Operationsverstärkers zu entkoppeln - wie bereits oben beschrieben -, wird diese jeweils mit einem 100nF-Kondensator versehen, ausgeführt als platzsparender Keramik-Scheibenkondensator, erhältlich direkt in 100nF.
Eingangssignal, Versorgungsspannungen und Schnittstellen sind wie weiter oben beschrieben gewählt (Unterabschnitt **3.**1.2 auf Seite 71).

***Patrick Seiler***

## 1.6 Aktiver Bandpass

Die mittleren Frequenzbereiche wollten wir, wie oben beschrieben, mit aktiven Bandpässen filtern. Als ersten Anhaltspunkt entwarfen wir einen Bandpass zweiter Ordnung in Sallen-Key-Architektur mit einer Bandbreite von 1500Hz bei einer Mittenfrequenz von 1000Hz. Dieser ist - bereits fertig dimensioniert - in der folgenden Abbildung einzusehen:

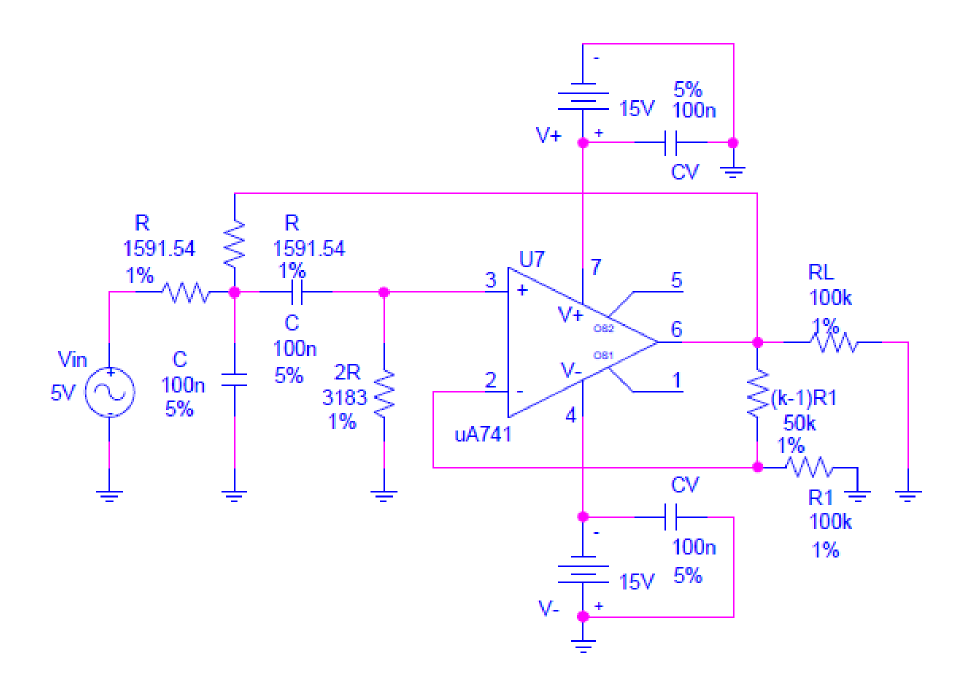



Abbildung 3.5: Bandpass (PSpice)

Eingangssignal, Versorgungsspannungen und Schnittstellen sind wie im oberen Teil beschrieben gewählt. Ebenso sind die Versorgungsspannungen gegen hochfrequente Signalanteile mithilfe von 100nF Kondensatoren entkoppelt.
Die Filtercharakteristik lässt sich bei einem Bandpass zweiter Ordnung nicht wählen, da er durch eine Transformation der Übertragungsfunktion eines Tiefpasses erster Ordnung entsteht und somit alle Filterkoeffizienten gleich Eins sind.
Durch die Gegenkopplung über die Widerstände $R_1$ und $(k-1) \cdot R_1$ wird die innere Verstärkung auf den Wert $k$ festgelegt.
Durch einen Koeffizientenvergleich lassen sich mittels der allgemeinen Übertragungsfunktion des aktiven Bandpasses zweiter Ordnung - $A(s_n) = \frac{kRC\omega_r s_n}{1+RC\omega_r(3-k)s_n+R^2C^2\omega_r^2 s_n^2}$ ([**?**]) - die Dimensionierungsgleichungen aufstellen.

Güte $Q$, Verstärkung $A_r$ und Mittenfrequenz $f_r$:

$$Q = \frac{1}{3-k}, A_r = \frac{k}{3-k}, f_r = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3.3}$$

Die Güte wird durch Bandbreite und Mittenfrequenz errechnet und beträgt im speziellen Fall:

$$Q = \frac{f_r}{f_(max) - f_(min)} = \frac{1000Hz}{2000Hz - 500Hz} = \frac{2}{3} \tag{3.4}$$

Damit errechnet sich eine innere Verstärkung zu $\frac{3}{2}$. Die Gesamtverstärkung ist somit exakt Eins und die Bauteilwerte der Widerstände und Kondensatoren lassen sich über die Mittenfrequenz einfach errechnen.
Die Kondensatoren werden mit $C = 100nF$ nach guter Verfügbarkeit gewählt und die Widerstände - $R \approx 1590\Omega$ - dazu errechnet. Die Kapazitäten sind direkt und mit guten Bauteiltoleranzen erhältlich.

Nach Abwägen der Vor- und Nachteile entschlossen wir uns allerdings im weiteren Verlauf, diese Art von Bandpass nicht einzusetzen.
Die Flankensteilheit eines Bandpasses zweiter Ordnung beträgt nur noch 10dB pro Dekade und ist somit für eine Lichtorgel gänzlich ungeeignet. Wir beschlossen einen Bandpass vierter Ordnung einzusetzen, weil dieser einen guten Kompromiss zwischen guter Flankensteilheit und geringem Schaltungsaufwand darstellt. Des Weiteren gingen wir dazu über, den Bandpass durch eine Reihenschaltung von aktiven Hoch- und Tiefpässen(Unterabschnitt **3.**1.5 auf Seite 74,Unterabschnitt **3.**1.8 auf der gegenüberliegenden Seite) zu realisieren, um

den Schaltungs- und Simulationsaufwand weiter zu minimieren. So haben wir im Endeffekt nur zwei verschiedene Schaltungsarten, die wir durch geschicktes in Reihe Schalten und Dimensionieren für unser komplettes Filtersystem benutzen können.

***Patrick Prella***

## 1.7 Aktive Bandsperre

Ein Bandsperrfilter dient zur Unterdrückung eines breiten Frequenzbandes.
Wendet man auf einen Tiefpass eine bestimmte Transformation an, erhält man ein Bandpassfilter. Dieses hat die doppelte Ordnung wie das Referenztiefpassfilter. Wendet man nun die gleiche Transformation auf ein Hochpassfilter an, erhält man eine Bandsperre. In der Praxis ersetzt man bei einem passiven Tiefpass erster Ordnung den Kondensator durch eine Reihenschaltung einer Spule mit einem Kondensator. Wir möchten jedoch ein aktives Filter entwerfen, um die Nachteile einer passiven Schaltung zu umgehen. Dadurch ergeben sich jedoch einige Probleme. Bei einem Bandpassfilter konnten wir ein Tiefpass- und ein Hochpassfilter kaskadieren, wodurch die tiefen und die hohen Frequenzen gedämpft wurden. Bei einer Bandsperre ist das nicht mehr möglich. Die tiefen und hohen Frequenzen müssen nämlich das Filter ungehindert passieren können.

Um diese komplexen Probleme zu lösen sind tiefere Einblicke in die Filtertheorie vonnöten.
In der Übertragungsfunktion treten im Zähler als auch im Nenner komplexe Nullstellen auf. Diese lassen sich schaltungstechnisch mithilfe von Rück- und Gegenkopplung erzeugen. Bestimmte Schaltungstypen, wie die Doppel-T-Bandsperre, entsprechen in ihrer Übertragungsfunktion unserem gewünschten Verhalten. Da die Berechnung der Übertragungsfunktion meist sehr kompliziert ausfallen kann, schlägt man sie am besten nach. Um wie in unserem Fall ein spezielles Filter mit speziellem Frequenzverhalten zu berechnen, muss man die Filterkoeffizienten nur noch abgleichen. Bei der Wahl der Bauteile hat man im Rahmen gewisser Genauigkeiten einige Freiheiten. Man sollte jedoch beispielsweise wie in unserem Fall zuerst die raren Bauteile, also die Kondensatoren, wählen, um dann die entsprechenden Widerstände aus einer weit größeren Auswahl dementsprechend zu wählen.

Im Laufe unserer Entwicklungsarbeit mussten wir feststellen, dass sich die Bandsperre zum Entwurf einer Lichtorgel nicht eignet. Sie stellt nicht die gewünschten Eigenschaften, hier: das Filtern eines vorgegebenen Frequenzbandes, und hat eine komplizierte Schaltungstechnik. Daher haben wir die Verwendung und den Entwurf der Bandsperre wieder verworfen.

***Stefanie Lehmann***

## 1.8 Aktiver Hochpass

Der Sallen-Key-Hochpass zweiter Ordnung hat eine Grenzfrequenz von $4000Hz$, beim Entwurf des Filters wurde als erstes die Übertragungsfunktion berechnet:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_2(C_1+C_2)}{\omega C_2 R_1 R_2 C_1} * \frac{1}{s} + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} * \frac{1}{s^2}} \tag{3.5}$$

Als nächstes erhält man durch einen Quotientenvergleich mit dem idealen Hochpass zwei Gleichungen:

$$a_1 = \frac{R_2(C_1 + C_2)}{\omega R_1^2 C_1 C_2} \tag{3.6}$$

$$b_1 = \frac{1}{\omega^2 R_2 C_1 C_1 R_2} \tag{3.7}$$

Jetzt muss man sich zwei Bauteilwerte aussuchen, da es für vier unbekannte Bauteilwerte nur zwei Gleichungen gibt. Für die Kapazitäten werden die Werte $C1 = 100nF$ und $C2 = 47nF$ festgelegt. Die Filterkoeffizenten lauten $a_1 = \sqrt{2}$ und $b_1 = 1$, dadurch erhält man für die Widerstände $R1 = 383\Omega$ und $R2 = 887\Omega$. In der nachfolgenden Abbildung sieht man die fertig dimensionierte Schaltung mit allen Bauteilwerten.

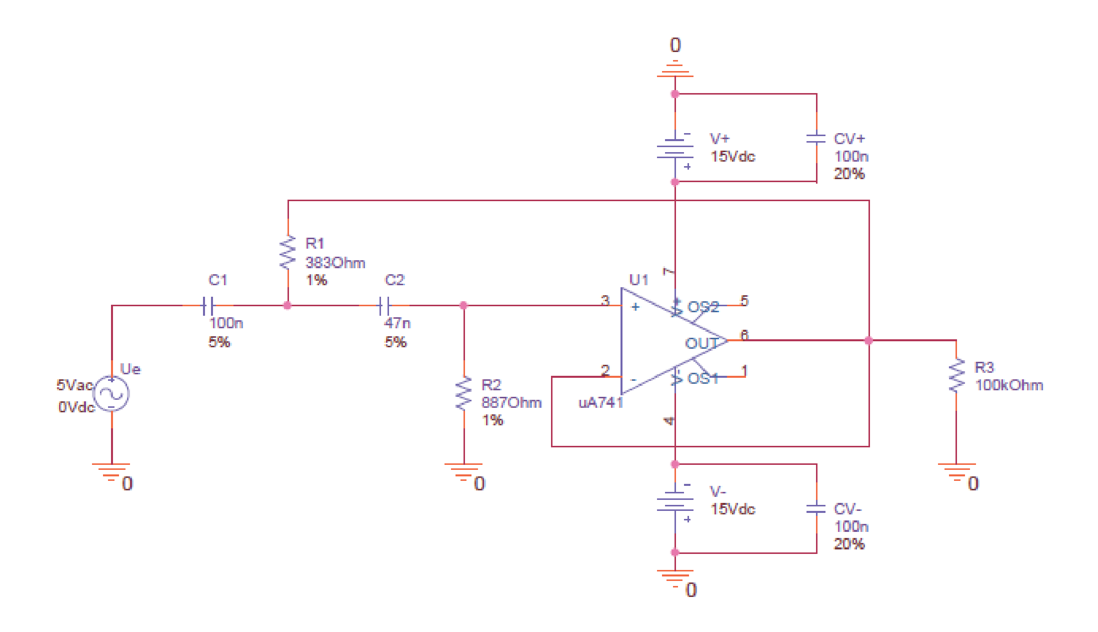



Abbildung 3.6: Hochpass (PSpice)

Für die beiden Kondensatoren($CV_{-}$ und $CV_{+}$) zum Entkoppeln des Operationsverstärkers von hochfrequenten Signalanteilen werden zwei $100nF$-Keramikkondensatoren genommen, da sie günstig sind und die Toleranzen groß sein können. Die anderen Kapazitäten ($C1$ und $C2$) gibt es als Folienkondensatoren, die Toleranz beträgt $5\%$. Die Widerstände ($R1$ und $R2$) sind als Metallschichtwiderstände mit einer Toleranz von $1\%$ erhältlich. Durch die geringen Bauteiltoleranzen im Filter gibt es kaum Abweichungen von dem berechnetem Filterverlauf.

***Tim Faber***

Nach mehreren Wochen Aufenthalt im Labor freuen wir uns, dass unser Teilprojekt schlußendlich realisiert wurde und die Filteranordnung so funktioniert wie vorgesehen.
Wir mussten viel dafür arbeiten und ein nicht unbeachtliches Maß an Freizeit opfern - so war es kein Ausnahmefall, 20 Stunden oder gar mehr pro Woche im Labor zu verbringen -, jedoch haben wir auch viel dabei gelernt und konnten unsere bisher größtenteils theoretischen Kenntnisse in die Praxis umsetzen.
Zudem haben wir neue Bekanntschaften geknüpft, gelernt, miteinander zu arbeiten und sind zusammengewachsen. Gerade die gemeinsamen Frühstücke werden uns gewiss in Erinnerung bleiben.

***Patrick Seiler***

# 2. Verstärker

## 2.1 Verstärker Allgemein

**Was ist ein Verstärker?**
Ein Verstärker im engeren Sinne beschreibt eine Baugruppe oder ein Gerät, welches ein eingehendes Signal so verarbeitet, dass die Ausgangsspannung, der Ausgangsstrom oder die Ausgangsleistung größer sind als die entsprechenden Eingangsgrößen. Verstärker sind einsetzbar sowohl für Gleichstrom bzw. Gleichspannung als auch für Wechselstrom bzw. Wechselspannung. Siehe dazu auch [?] und [?].

**Wodurch zeichnet sich ein Audioverstärker aus?**
Ein Audioverstärker ist ein Breitband-Verstärker für Wechselspannungen im Niederfrequenzbereich (20 Hz - 20 kHz). Audioverstärker sind in der Lage, geringe Spannungen, z.B. ein Audiosignal von einem Tonabnehmer, in höhere Spannungen bzw. Leistungen umzuwandeln. Anschließend werden diese dann über einen Lautsprecher wiedergegeben.

**Anforderungen an einen Audioverstärker**
Für einen Audioverstärker sind spezielle Anforderungen zu gewährleisten:
Erstens sollte dafür gesorgt werden, dass Linearität, sprich Frequenzunabhängigkeit vorliegt.
Zweitens sollte die Ausgangsimpedanz möglichst klein sein, damit auch eine hohe Leistung an den Verbraucher abgegeben werden kann. Stichwort dafür ist die sogenannte Spannungsanpassung, die dafür sorgt, dass ein Spannungssignal im Pegel unabhängig von der Quelle an den Verbraucher weitergegeben wird.

**Leistungsanpassung versus Spannungsanpassung**
Bei einer Leistungsanpassung ist der Quellwiderstand oder Ausgangswiderstand gleich dem Lastwiderstand, sprich dem angeschlossenen Verbraucher ($\mathrm{R}_{OUT} = \mathrm{R}_{Last}$). Dadurch wird die maximale Leistung übertragen, jedoch kann allerdings beim Zusammenschalten eine starke Impedanzänderung auftreten, was schließlich zu Fehlanpassungen führt. Damit entstehen bei einer Leistungsanpassung sogenannte verzerrte Frequenzgänge. Bei der Spannungsanpassung ist der Quellwiderstand/Ausgangswiderstand viel kleiner als der Lastwiderstand ($\mathrm{R}_{OUT} \ll \mathrm{R}_{Last}$), d.h. es fällt kaum Spannung über dem Ausgangswiderstand ab. Wir haben also einen quasikonstanten Spannungsabfall und eine quasikonstante Leistung über dem Lastwiderstand. Der Vorteil nun ist, dass sich keine Probleme mehr beim Zusammenschalten mehrerer Boxen ergeben. Allerdings muss man Verluste gegenüber der Leistungsanpassung einbüßen. Siehe dazu auch [?] und [?].

**Bedeutung des Frequenzgangs für einen Audioverstärker**
Der Frequenzgang spiegelt das Verhalten eines Verstärkers wieder und ist damit eines der wichtigsten Größen, die zu beachten sind. Aus dem Amplituden- und Phasengang können wichtige Erkentnisse gewonnen werden. Einerseits kann man herauslesen was an lineraren Verzerrungen zu erwarten ist, andererseits kann man Informationen über die Bandbreite erhalten, den Frequenzbereich in dem der Verstärker noch eine sinnvolle Übertragung liefert. Desweitern sind Frequenzbereiche erkennbar, in denen der Verstärker zu leise oder zu laut ist. Ein Frequenzgang gibt außerdem eine Auskunft über das Überschwingverhalten in der Region der Bandbreite, das heißt, es können Aussagen über die Stabilität des Verstärkers getroffen werden. Somit sind auch erste Rückschlüsse auf das Verhalten mit schwierigen Lasten zu interpretieren. SIehe dazu auch [?]

**Eintaktverstärker**
Transistorverstärkerschaltungen mit nur einem Transistor als Verstärkerelement nennt man Eintaktverstärker. Der Eintaktverstärker arbeitet im A-Betrieb. Der Nachteil eines solchen Eintaktverstäkers ist der, dass bei einer Wechselspannung der Transistor sowoh die positive als auch die negative Halbwelle verstärken muss. Dadurch wird einerseits die Verstärkung und andererseits die maximale Ausgangsspannung eingeschränkt, weshalb wir unsere Endstufe nicht mit Hilfe eines Eintaktverstärkers realisiert haben. Die grundlegenden Eintaktverstärkerschaltungen kann man der Abbildung 3.7 auf der nächsten Seite entnhemen.

**Verstärkerschaltungen**
Die meisten Verstärkerschaltungen werden heutzutage hauptsächlich mit Transistoren realisiert. Verwendet werden dabei sowohl bipolare als auch Feldeffekt-Transistoren. Ein weiteres Bauelement, dass immer mehr Anwendung im Bereich der Niederfrequenztechnik findet, ist der sogenannte Operationsverstärker (OPV), der als integriertes Verstärkerbauteil dient. In unserer Untergruppe kommen ausschließlich Transistoren und OPV's als Verstärkungsbauelemente zum Einsatz. Was die Transistoren angeht, muss jede Transistorverstärkerschaltung am Eingang immer die Basis - Emitter- Strecke aufweisen. Dabei wird der Ausgang vom Kollektorstrom durchflossen. Durch diese Bedingung ergeben sich die drei Verstärkergrundschaltungen: Emitterschaltung, Basischaltung und Kollektorschaltung. Diese sind in der folgenden Abbildung dargestellt:

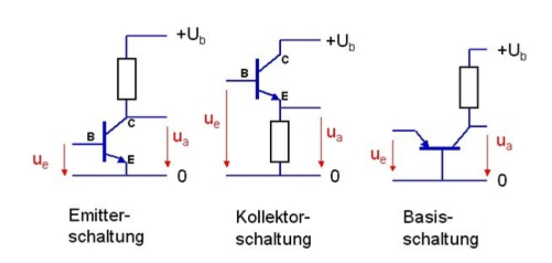



Abbildung 3.7: Verstärkergrundschaltungen des Transistors nach [?]

Die Bezeichnung für die jeweiligen Grundschaltungen richtet sich nach dem Anschluss des Transistors der auf konstantem Potenzial liegt. Beispielsweise liegt bei der Emitterschaltung der Emitteranschluss auf konstantem Potenzial und bildet somit einen Bezugspunkt für den Eingang und Ausgang.

**Emitterschaltung**
Sowohl die Stromverstärkung als auch die Spannungsverstärkung der Emitterschaltung sind relativ hoch. Der Eingangs- und Ausgangswiderstand sind sehr hochohmig. Ein Nachteil, der sich durch diese Schaltung ergibt, ist die hohe Temperaturabhängigkeit. Hinzu kommt noch die Phasendrehung von 180°. Jedoch werden diese Nachteile durch die sehr große Leistungsverstärkung wieder ausgeglichen, die später bei der Endstufe eine wichtige Rolle spielt.

**Basischaltung**
Die Basischaltung zeichnet sich durch einen kleinen Eingangswiderstand und ein großen Ausgangswiderstand aus. Die Spannungsverstärkung ist groß, während der Strom nicht verstärkt wird. Die Basischaltung eignet sich gut für hochfrequente Verstärkerschaltungen.

**Kollektorschaltung**
Die Kollektorschaltung ist das Gegenteil der Basischaltung: Die Stromverstärkung ist in der Regel sehr groß, während die Spannung nicht verstärkt wird. Die Kollektorschaltung ist ideal für NF-Verstärker. Der Eingangswiderstand ist hochohmig, während der Ausgangswiderstand niederohmig ist.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass für unsere Endstufe entweder die Kollektorschaltung oder die Emitterschaltung in Frage kommt; die Emitterschaltung deswegen, weil sie eine hohe Leistungsverstärkung hat, die Kollektorschaltung, weil sie einen niedrigen Ausgangswiderstand hat, wodurch eine hohe Leistung an den Verbraucher abgegeben werden kann (Die Leistung ist bekanntlich Produkt aus Strom und Spannung). Desweiteren ist sie ideal für NF-Verstäker geeignet. Ein Audioverstärker ist, wie oben angesprochen, dadurch gekennzeichnet, dass er im Niederfrequenzbereich arbeitet. In der folgenden Tabelle ist ein Vergleich der Verstärkergrundschaltungen dargestellt:

| **Schaltung** | Emitterschaltung | Basisschaltung | Kollektorschaltung |
|---|---|---|---|
| **Eingangswiderstand** $r_e$ | $100\Omega - 10k\Omega$ | $10\Omega - 100\Omega$ | $10k\Omega - 100k\Omega$ |
| **Ausgangswiderstand** $r_a$ | $1k\Omega - 10k\Omega$ | $10k\Omega - 10k\Omega$ | $10\Omega - 100\Omega$ |
| **Spannungsverstärkung** $V_U$ | $20 - 100$ | $100 - 1000$ | $\leq 1$ |
| **Gleichstromverstärkung** B | $10 - 50$ | $\leq 1$ | $10 - 4000$ |
| **Phasenverschiebung** | 180° | 0° | 0° |
| **Temperaturabhängigkeit** | groß | klein | klein |
| **Leistungsverstärkung** $V_P$ | sehr groß | mittel | klein |
| **Grenzfrequenz** $f_g$ | niedrig | hoch | niedrig |
| **Anwendungen** | NF- und HF-Verstärker | HF-Verstärker | NF- Verstärker,Impedanzwandler |

Tabelle 3.1: Verstärkergrundschaltungen

**Gegentaktverstärker**
Für unsere Endstufe kommt also nur der Gegentaktverstärker in Frage. Im Gegenteil zu einem Eintaktverstärker besitzt der Gegentaktverstärker zwei Verstärkungselemente, die in unserem Fall durch zwei Transistoren repräsentiert werden. Das Wechselspannungssignal wird von den beiden komplementären (npn und pnp) Transistoren abwechselnd verstärkt. Dabei wird die positive Halbwelle von dem npn-Transistor und die negative Halbwelle von dem pnp-Transistor verstärkt. Der Gegentaktverstärker benötigt in der Regel zusätlich zu der positiven Betriebsspannung für die positive Halbwelle auch eine negative für die negative Halbwelle. Die Grundschaltung ist die angesprochene Kollektorschaltung, die auch auf Grund der oben genannten Eigenschaften für unsere Endstufe erwünscht ist. Näheres zu der Gegentakt AB-Endstufe ist im Unterabschnitt 3.2.3 auf Seite 84 nachzulesen.

**Blockschaltbild des Verstärkers**
Unser kompletter Verstärker setzt sich aus einem Vorverstärker, der eine reine Spannungsverstärkung liefert, und einer Endstufe, die als Leistungsverstärker fungiert, sprich nur eine reine Stromverstärkungsstufe ist, zusammen. Der Vorverstärker ist durch ein invertierenden OPV realisiert, der das eingehende Signal so verarbeitet, dass die Endstufe im Nachhinein nur noch Strom verstärken muss. Wir haben uns entschieden, den Vorverstärker deshalb mit einem OPV zu beschalten, um im linearen Bereich zu bleiben und eine Frequenzunabhängigkeit zu gewährleisten, da dies Anforderungen für einen Audioverstärker sind (siehe oben). Im linearen Bereich bleibt man jedoch nur bei einer Gegenkopplung, was bei einer Mitkopplung nicht der Fall ist. Während der Vorverstärker die Aufgabe hat eine möglichst hohe Spannungsverstärkung zu erzielen, braucht die Endstufe in der Regel die Spannung nicht weiter zu erhöhen. Die Aufgabe der Endstufe besteht darin, dass das Signal mit einer großen Leistung an den Verbraucher geliefert wird, das heißt, dass Produkt aus Signalspannung und -strom muss dementsprechend im Verbraucherwiderstand sehr groß sein müssen. Der Vorverstärker arbeitet immer im Kleinsignalbetrieb, das heißt, dass nur ein geringer Teil der linearen Kennlinie ausgesteuert wird. Dieses Verhalten des Vorverstärkers ermöglicht es, einen relativ geringen Oberwellenanteil zu erzeugen. Die Endstufe hingegen arbeitet immer als Großsignalverstärker. Detailliertere Informationen über den Vorverstärker und die Endstufe sind jeweils im Unterabschnitt 3.2.2 auf der nächsten Seite und im Unterabschnitt 3.2.3 auf Seite 84 nachzulesen. Die Abbildung 3.8 stellt noch mal ein Blockschaltbild unseres gesamten Verstärkers dar.

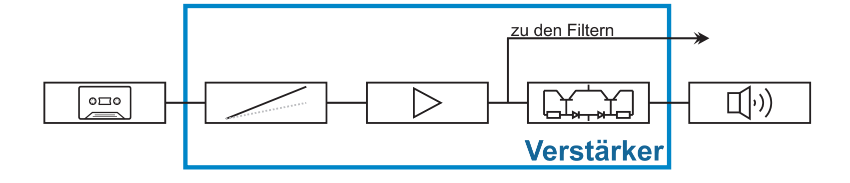



Abbildung 3.8: Blockschaltbild

***Ahmed Siručić***

## 2.2 Vorverstärker

**Entwurf**
Die Schaltung soll mit Hilfe von einem Opertaionsverstärker (OPV) realisiert werden. Die Verstärkung kann entweder über einen invertiernenden Operationsverstärker, oder über einen nicht invertierenden Operationsverstärker. Weil der nicht invertiernden OPV mehr Verlust hat, haben wir uns für einen invertierenden OPV entschieden; Die Verstärkung ergibt sich dabei aus dem rückgekkopelten Widerstand durch den Eingangswiderstand. [Skript Schaltungstechnik SoSe09, Kapitel7, Mönich].
Da der OPV als invertierender Verstärker betrieben wird und darum das Vorzeichen der Eingangsspannung ändert, darf kein OPV verwendet werden, der nur eine einseitige Versorgungsspannung (single supply) gestattet. Es muss darauf geachtet werden, dass die Versorgungsspannung im Bereich $\pm U_B = \pm 15\,\text{V}$ liegt (multi supply). Die Gruppe 2 muss die Versorgungsspanung zu Verfügung stellen.
Um ein Ausgangssignal mit der Leistung $P = 15\,\text{W}$ zu bekommen soll dieses Nutzsignal $15{,}5\,\text{V}$ sein.

$$P = \frac{U_{eff}}{R} = \frac{\widehat{U}}{2R} = 15W \Rightarrow \widehat{U} = \sqrt{2 \cdot P \cdot R} = 15{,}5V \tag{3.8}$$

Da der OPV diese Versorgungspannung nicht zur Verfügung stellen kann, ist es nicht möglich $15\,\text{W}$ zu erzeugen. Damit wir Freiraum für eventuelle Übersteuerungen haben, wird von einem Nutzsignal von circa $11\,\text{V}$ augegangen. Für diese Schaltung haben wir den Operationsverstärker NE5532 ausgewählt, der speziell für rauscharme Vorverstärker im Audiobereich entwickelt wurde. [Datenblatt NE5532].

Wenn wir nun einen MP3- oder CD-Player mit Kopfhörerausgang anschliessen, dann ist der viel lauter als ein normales Stand-Alone-Gerät. Aus diesem Grund haben wir einen Schalter und einen Vorwiderstand hinzugefügt: Wenn der Schalter auf der ersten Stellung ist, dann ergibt sich die Verstärkung V aus dem Quotienten:

$$\text{V} = \frac{-R2}{R3} \tag{3.9}$$

Wenn der Schalter auf der zweiten Stellung ist, dann ergibt sich die Verstärkung aus dem Quotienten:

$$V = \frac{-R2}{R3 + R4} \tag{3.10}$$

Das Variieren der Verstärkung geschieht durch das Potentiometer. In der Abbildung 3.9 ist der Vorverstärker mit invertierendem Verstärker zu sehen:

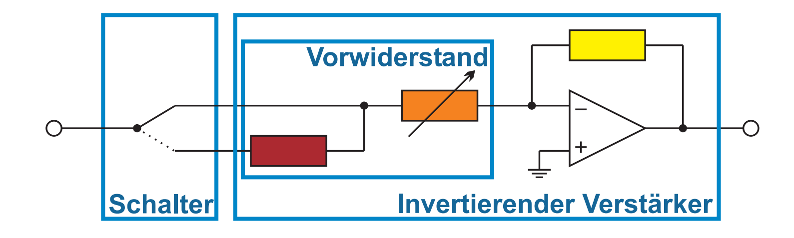



Abbildung 3.9: Vorverstärker

**Simulation**
Die Simulationsschaltung in Abbildung 3.10 auf der gegenüberliegenden Seite besteht aus eine Sinusquelle mit der Amplitude $1\,\text{V}$, die als Eingangssignal dient. Für die Simulation wurde kein NE5532 verwendet, sondern LM324. Das wird uns jedoch keine Probleme bereiten, da der LM324 auch einen geringen Eingangsstrom führt. Wie in der Theorie erwähnt wurde, arbeiten Audioverstärker im Niederfrequenzbereich, also mit einer Bandbreite von $20\,\text{Hz}$ bis $20\,\text{kHz}$. Als Simulationsbeispiel wurde hier eine Frequenz von $1\,\text{kHz}$ eingestellt.

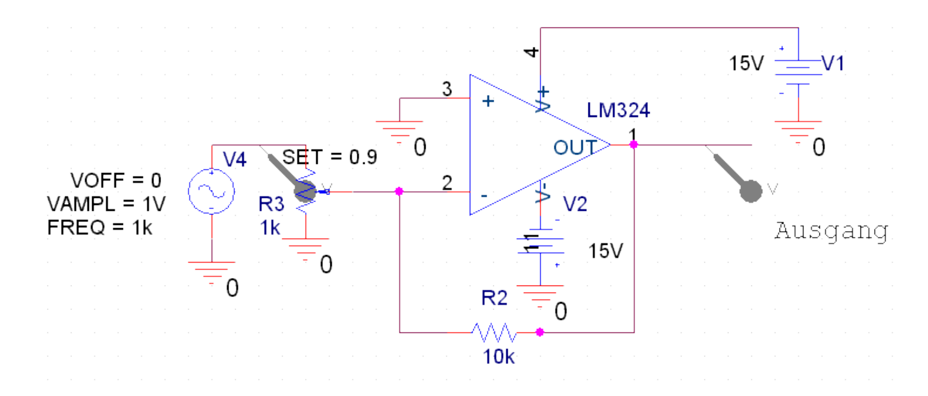



Abbildung 3.10: Simulationsschaltung

Bei der Simulation in Abbildung 3.11 wurden die Zeitverläufe der Ausgangsspannung und Eingangspannung bei 1 kHz betrachtet. Das an die weitergeleitende Signal von 11 V wurde erreicht. Die Phasenverschiebung liegt wegen des invertierenden OPVs bei 180°, die für uns irrelevant ist.
Es könnten jedoch einige Störungen auftreten: Erstens sollte sicher gestellt werden, dass das Eingagssgnal multipliziert mit dem Verstärkungsfaktor, nicht die Bestriebsspannung des OPVs überschreitet. In diesem Fall würden wir den OPV übersteuern und in den Sättigungsbereich kommen - wir hätten also kein sauberes Signal mehr. Ein weiteres Problem, was auftreten kann, ist, dass der Verstärker in der praktischen Anwendung anfängt zu schwingen. Der Grund dafür liegt in der Zuleitung der jeweils positiven und negativen Versorgungsspanung, denn jede Zuleitung hat auch Induktivitäten, die Schwingungen verursachen können. Bei dem Testaufbau hat der Vorverstärker jedoch einwandfrei funktionniert.

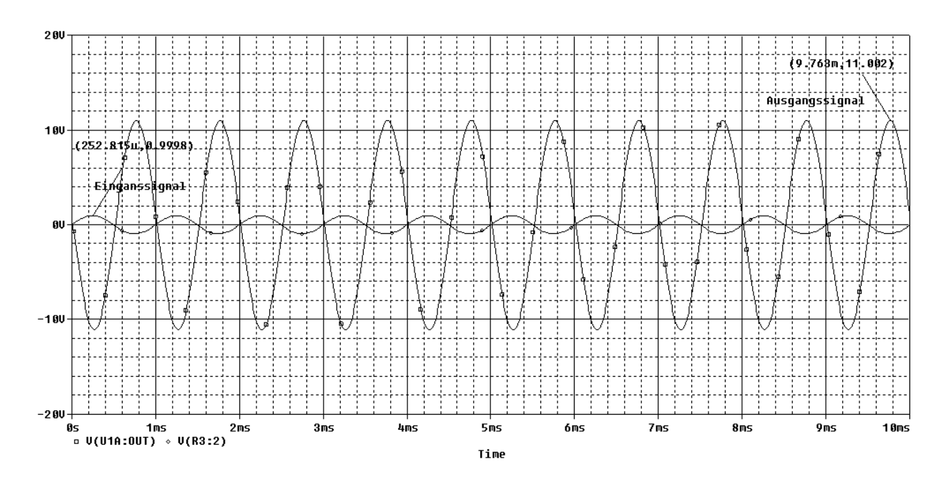



Abbildung 3.11: Eingang u. Ausgangssignal des Vorverstärkers

## 2.3 Endstufe

**Allgemeine Informationen**

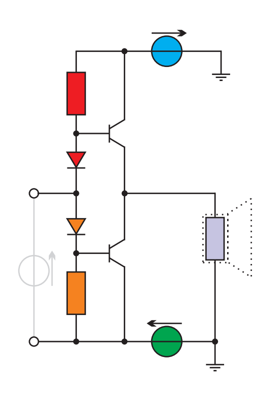


Abbildung 3.12: Endstufe

Der Grundaufbau der vorliegenden Endstufe ist eine übliche AB-Gegentakt-Endstufe (siehe dazu [?]). Hierbei werden jeweils die positive bzw. negative Halbwelle des Signals von einem Transistor verstärkt. Dies hat den Vorteil, dass zunächst kein Ruhestrom fließt. Um die Minimalspannung von 0,7 V zu überbrücken, muss das Eingangssignal „vorgespannt“ werden. Dies geschieht mit je einem Widerstand und einer Diode pro Halbwelle (rot bzw. orange). Hierdurch fließt zwar doch wieder ein kleiner Ruhestrom - dieser kann aber meist vernachlässigt werden. Der Vorteil dieser Schaltung gegenüber einer Eintaktstufe ist die weitaus höhere Verstärkung.
Diese Endstufe ist ein Stromverstärker - das heißt, dass eine Spannungsverstärkung bereits in vorherigen Stufen erfolgen muss.

**Entwicklung**
Wie bereits in der Theorie (Unterabschnitt 3.2.1 auf Seite 79) angesprochen, ist die AB-Gegentakt-Endstufe eine reine strom- und damit leistungsverstärkende Stufe; ihre Spannungsverstärkung liegt bei knapp unter 1 (vergleiche dazu [?]).

**Dimensionierung**
Wie bereits in Unterabschnitt 3.2.3 angesprochen, haben wir uns für eine AB-Gegentakt-Endstufe entschieden, da diese gegenüber der Eintaktstufe eine größere Verstärkung bei geringerem Ruhestrom bietet. Der Grund liegt dabei darin, dass jede Halbwelle durch einen eigenen Transistor verstärkt wird und dadurch im Idealfall ein nur sehr geringer Strom fließt - bei der Eintaktstufe hätte man den Arbeitspunkt in etwa in der Mitte des maximalen Kollektor-Emitterstromes legen müssen, damit sowohl eine Auslenkung in positive, als auch eine in negative Richtung möglich wäre.
Des Weiteren hätte das aus dem Verstärker kommende Signal über einen Kondensator entkoppelt werden müssen, da durch die Arbeitspunktseinstellung ein Gleichstrom-Offset vorliegt. Dieser Offset ist sehr ungünstig für Lautsprecher, da die Schwingspulen zum Treiben der Membranen nur durch die mechanische Schwingung ebendieser gekühlt werden - ein Effekt der bei Gleichstrom ausbleibt, da hierdurch gerade keine Bewegung entsteht (verleiche hierzu auch [?, Seiten 11 ff.]).

Der Grundaufbau, der durch Literatur ([?]) bereits grundlegend gegeben war (siehe dazu Abbildung 3.12), musste nun genau dimensioniert werden. Die Vorgabe war, eine Endstufe zu dimensionieren, die an 8 Ω etwa 15 W liefern sollte. Wie bereits in Unterabschnitt 3.2.1 auf Seite 79 beschrieben, arbeitet der Verstärker als Gesamtes in zwei Stufen, wobei der Vorverstärker - realisiert durch eine Operationsverstärkerschaltung - die Spannungsverstärkung und die Endstufe die Strom- und damit Leistungsverstärkung übernehmen sollte (wie bereits gesagt, liegt ihre Spannungsverstärkung bei knapp unter 1).
Aufgrund der (beabsichtigten) Frequenz-Linearität eines Lautsprechers - kein Hersteller möchte einen zu sehr von der Frequenz abhängenden Stromfluss und damit damit von der Frequenz abhängende Lautstärke -, kann man ihn in erster Näherung gut als ohmschen Widerstand betrachten. Damit ergibt sich für die Leistung über dem Lautsprecher...

$$P_{\text{sp}} = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \tag{3.11}$$

... und unter Zuhilfenahme des „Ohmschen Gesetzes“ schließlich:

$$P_{\text{sp}} = U_{\text{eff}} \cdot \frac{U_{\text{eff}}}{R_{\text{sp}}} \tag{3.12}$$

$$= \frac{\hat{U}^2}{2 \cdot R_{\text{sp}}} \tag{3.13}$$

$$= \frac{\hat{I}^2}{2} \cdot R_{\text{sp}} \tag{3.14}$$

Damit folgt für die über dem Widerstand abfallende Spannung bei $15\,\mathrm{W}$ nach (3.13):

$$\hat{U} = \sqrt{2 \cdot P_{\mathrm{sp}} \cdot R_{\mathrm{sp}}} \tag{3.15}$$
$$= \sqrt{2 \cdot 15\,\mathrm{W} \cdot 8\,\Omega} \tag{3.16}$$
$$\approx 15{,}49\,\mathrm{V} \tag{3.17}$$

Dieser Wert liegt über der Versorgungsspannung des OPVs (vergleiche dazu auch Unterabschnitt 3.2.2 auf Seite 82), weshalb diese Leistung nicht erzeugt werden kann[1]. Um noch genügend Headroom für eventuelle Übersteuerungen zu haben, entschieden wir uns für eine Spannung $\hat{U}$ von $11\,\mathrm{V}$.
Hiermit ergab sich dann automatisch der maximal durch den Lautsprecher fließende Strom:

$$\hat{I} = \frac{\hat{U}}{R} \tag{3.18}$$
$$\approx 1{,}3\,\mathrm{A} \tag{3.19}$$

und die Leistung

$$P_{sp} = \frac{\hat{U}^2}{2 \cdot R_{\mathrm{sp}}} \tag{3.20}$$
$$\approx 8\,\mathrm{W} \tag{3.21}$$

Diese Einbußung von fast 50% der Leistung erscheint viel - jedoch gilt nach Dickreiter ([**?**, Seite 11]), dass der Schallleistungspegel $L_p$ definiert ist durch:

$$L_p = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{P_0}\right) \tag{3.22}$$

Damit gilt für die Schallleistungspegeldifferenz $\Delta L_p$:

$$\Delta L_p = 10 \cdot \log\left(\frac{15\,\mathrm{W}}{P_0}\right) - 10 \cdot \log\left(\frac{8\,\mathrm{W}}{P_0}\right) \tag{3.23}$$
$$= 10 \cdot \log\left(\frac{15}{8}\right) \tag{3.24}$$
$$\approx 2{,}73\,\mathrm{dB} \tag{3.25}$$

Gemäß Dickreiter gilt zudem, dass die vom Menschen empfundene Lautstärkeverdopplung bei etwa $10\,\mathrm{dB}$ liegt - dies zeigt, dass dieser Leistungsunterschied für das Lautstärkeempfinden relativ wenig relevant ist.

[1] Leider haben wir bei der Berechnung zu Anfang Spitzenspannungen gemeint, jedoch mit Effektivwerten gerechnet, wodurch sich durch die Quadratur in der Leistung ein Fehlerfaktor von 2 $\left(\sqrt{2}^2\right)$ einschlich!

Den Schritt von einer einfachen Gegentakt-Endstufe im B-Betrieb zum AB-Betrieb machen nun je zwei Dioden und zwei Widerstände aus. Diese ergeben sich aus der Problemstellung, dass Transistoren nicht linear leiten, sondern - ähnlich, wie eine Diode auch - eine exponentielle Kennlinie besitzen. Dadurch ergibt sich wiederum das Problem, dass Spannungen im Sperrbereich nahezu gar nicht verstärkt werden. Diesen als Übernahmeverzerrungen bekannten Effekt sieht man auch in Abbildung 3.13:

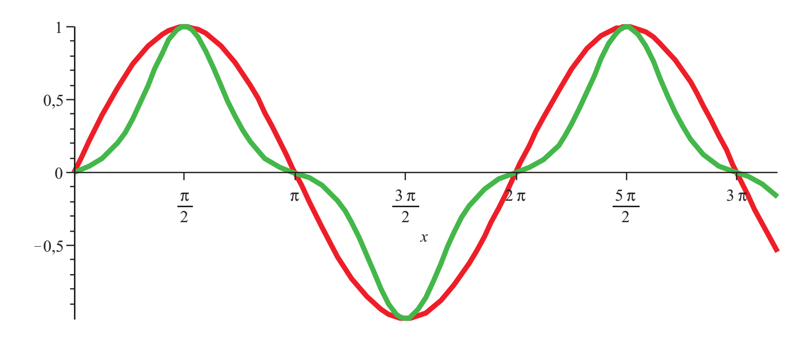



Abbildung 3.13: Probleme durch Übernahmeverzerrungen

Durch die zum Transistor und seiner „Basis-Emitter-Diode“ parallel geschalteten Diode (siehe dazu Abbildung 3.12 auf Seite 84) erreicht man, dass der Transistor „vorgespannt“ ist und damit bei jeder anliegenden Spannung $U_{Signal} > 0\,\mathrm{V}$ verstärkt. Dazu muss aber ein Vorwiderstand vor die Diode gelegt werden, der den durch sie fließenden Strom begrenzt. Über ihm darf jedoch nicht zu viel Spannung abfallen, da die Diode sonst bei zu hohen Pegeln vorzeitig schließt und damit für ein Clipping sorgt. Hier gilt für den oberen Widerstand[2]:

$$U_R \leq U_{Versorgung} - \hat{U}_{Signal,max} - U_{Diode} \tag{3.26}$$

Für die Spannung $U_{Diode}$, bei der die Diode öffnet, gelten bei einer Silizium-Diode etwa $0{,}7\,\mathrm{V}$. Damit folgt im konkreten Fall für die über dem Widerstand abfallende Spannung:

$$U_R \leq 24\,\mathrm{V} - 11\,\mathrm{V} - 0{,}7\,\mathrm{V} = 12{,}3\,\mathrm{V} \tag{3.27}$$

Da nur ein kleiner Strom durch die Diode fließen muss (etwa $1{,}2\,\mathrm{mA}$), ergibt sich für den Wert des Vorwiderstandes[3]:

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \frac{12{,}3\,\mathrm{V}}{1{,}2\,\mathrm{mA}} \approx 10{,}25\,\mathrm{k\Omega} \tag{3.28}$$

Als reale Bauelemente wurden $10\,\mathrm{k\Omega}$-Widerstände gewählt. Für die Dioden kamen $1N4148$ zur Verwendung, da diese sehr schnell schalten.
Als Transistoren wurden zuerst BD139 (als npn-Transistor) und BD240 (als komplementärer pnp-Transistor) gewählt. Die Auswahl fiel aus relativ pragmatischen Gründen auf diese Transistoren: Zum einen sind Transistoren der BD-Reihe relativ bekannt als Audio-Transistoren, zum anderen gab es bereits ein SPICE-Modell dieser beiden. Gemäß der SPICE-Simulation fielen jedoch etwa $10\,\mathrm{W}$ über jedem der beiden Transistoren ab, sodass die gewählten Modelle gemäß Datenblätter (siehe dazu [?] und [?]) an ihre Leistungsgrenzen stoßen würden. Aus diesem Grund wurde nach BD2xx-Transistoren gesucht. Auch hier hatte die exakte entgültige Wahl (BD241C bzw. BD242C) relativ pragmatische Gründe: Sie waren als komplementäre Transistoren bereits im Hause vorhanden.

**Simulation**

Die Schaltung wurde nach Vorgabe der zweiten prüfungäquivalenten Studienleistung auch simuliert, wobei hier leider nicht die schlussendlich eingebauten Transistoren benutzt wurden, da diese nicht alle SPICE-Bauteile vorlagen. Aus diesem Grunde wurde hierbei auf die BD139 und BD140 zurückgegriffen. Da diese sich laut Datenblätter nur in wenigen Werten, wie der maximalen Verlustleistung unterschieden (vergleiche zum Beispiel bei den npn-Transistoren [?] und [?]), war davon auszugehen, dass die Simulation weitestgehen gleich

[2] Dieser wird hier exemplarisch berechnet, der untere berechnet sich analog

[3] de facto sind wir experimentell anders herum vorgegangen - es wurde ermittelt, wie groß der Widerstand sein kann, ohne dass ein Clipping auftritt

verlaufen würde. Simuliert wurden unter anderem der Frequenzgang, der sich als nahezu linear erwies, die Abhängigkeit der Ausgangsleistung von der Eingangsspannung, die wir erwartet quadratisch verlief, und diverse Störfaktoren, wie z.B. ein Einbruch der Spannung um wenige Volt - hierbei stellte sich heraus, dass die Schaltung bis $2\,\mathrm{V}$ unter Normalversorgung stabil lief und danach clippte, was sich dadurch erklären lässt, dass die Spannung über den Dioden bei einem Einbruch zu gering werden und diese bei den Peaks sperren.

**thermische Kompensation**

Als ein Problem verblieb die Tatsache, dass einer der verbauten Transistoren durch die zunehmenden thermischen Verluste zerstört wurde. Der Strom stieg dabei bei einem npn-Transistor exponentiell an, was durch Simulation oder anderweitig nicht nachvollziehbar war; Auflösung brachte hier erst ein Hinweis aus der Schaltungstechnik, dass aufgrund der nicht exakt komplementären Eigenschaften und nicht perfekter Einstellung der Vorwiderstände ein geringer Ausgleichsstrom fließen könne, der stetig zunehme, was zur thermischen Zerstörung eines der Transistoren führe.

Dieses gravierende Problem wird durch thermische Kompensation gelöst; sprich dass man hinter jeden Emitter einen kleinen Widerstand ($R \leq 1\,\Omega$) schaltet. Durch diesen Widerstand fester Größe fließt ein gewisser Strom, was dazu führt, dass nach dem Ohmschen Gesetz auch eine Spannung über ihm abfällt. Wenn nun bedingt durch einen etwas zu kleinen Diodenvorwiderstand über der Basis-Emitter-Strecke mehr als $0{,}7\,\mathrm{V}$ anliegen, fängt der Transistor an, dieses Gleichsignal zu verstärken - jedoch erhöht sich dann auch die Spannung, die über dem Widerstand abfällt. Damit sinkt die über der Basis-Emitter-Strecke abfallende Spannung bei einem Widerstand passender Größe aufgrund der Reihenschaltung wieder unter $0{,}7\,\mathrm{V}$ und der Transistorn verstärkt nicht mehr.

Wählt man diesen Widerstand zu groß, so ist der Effekt der Kompensation größer, jedoch fällt dann auch eine größere Leistung über dem Widerstand ab und ist damit für die Lautsprecherbox verloren; wählt man den Widerstand auf der anderen Seite zu klein, so ist der Effekt zu gering und verfehlt im schlimmsten Fall seine Wirkung. Im vorliegenden Fall haben wir uns experimentell für $1\,\Omega$-Widerstände entschieden, da sie den besten Kompromiss aus Kompensation und Leistungsverlust darstellt.

Wichtig ist dabei anzumerken, dass diese Widerstände hinter dem Emitter liegen, das Signal also schon leistungsverstärkt ist! Damit ergibt sich (trotz des geringen Betrages) eine große Verlustleistung über den Widerständen - im konkreten Fall sind dies:

$$P_R = \frac{\hat{U}^2}{2 \cdot R} \quad (3.29)$$

$$= \frac{(5{,}5\,\mathrm{V})^2}{2 \cdot 8\,\Omega} \quad (3.30)$$

$$\approx 2\,\mathrm{W} \quad (3.31)$$

Auch wenn dies nur Spitzenleistungen sind, so wird doch ersichtlich, dass für die thermische Kompensation Leistungswiderstände gewählt werden müssen.

**Kühlung**

Da eine hohe Leistung über den Transistoren abfällt, produzieren diese auch eine große Menge an Wärme. Diese Wärme muss entsprechend abgeführt werden; die Flächen der TO-220-Gehäuse reichten hierfür nicht aus und es musste für Kühlung gesorgt werden. Da die über den Transistoren abfallende Leistung nicht zu groß für passive Kühlung ist, entschieden wir uns für passive Kühlkörper mit einer Größe von circa $6\,x\,3\,\mathrm{cm}$ und einer Wärmeleitfähigkeit von $7{,}5\,\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{K}}$.

**Langzeittest**

Aufgrund der in den vorigen Abschnitten beschriebenen Problematik, stellt sich bei einem Leistungsverstärker nicht nur die binäre Frage nach der Funktionsfähigkeit, sondern zudem auch die Frage, ob einige Elemente bei einem Dauertest eventuell thermisch zerstört werden könnten. Um diese Frage zu beantworten, wurde der Verstärker an einem Sonntag bei voller Läutstärke[4] über 20 Minuten lang getestet.

Das Ergebnis war eine erhöhte Ruhestromaufnahme von circa $105\,\mathrm{mA}$ pro Kanal - bedingt durch eine bessere Leitfähigkeit durch die Wärme. Nach einer kurzen Ruhephase von wenigen Minuten sank der Ruhestrom

[4] Nicht zu verwechseln mit Vollaussteuerung - in der Tat kamen hier auch leisere Passagen und Stücke vor; dies entspricht aber auch der realen Nutzung

dann wieder auf etwa $80\,\mathrm{mA}$ pro Kanal. Die Kühlkörper waren auch nach 20 Minuten noch „handwarm“, die Transistoren maßen an der heißesten Stelle gerade mal 45°C. Aus diesen empirischen Werten kann vermutet werden, dass der Verstärker auch weitaus längere Zeiten arbeiten kann, ohne dass die Gefahr einer thermischen Zerstörung besteht.

**Sicherung**
Da durch den Verstärker relativ größe Ströme fließen, war es sinnvoll, die Versorgungsspannung abzusichern[5]. Aufgrund des Maximalstromes von $1{,}3\,\mathrm{A}$ erschienen träge Sicherungen mit $2\,\mathrm{A}$ als ausreichend. Für die trägen Sicherungen sprach die Tatsache, dass die Verstärkerschaltung eine aus elektrischer Sicht sehr robuste Schaltung ist und es keine Notwendigkeit gab, flinke Sicherungen zu verwenden. Im Gegenteil sprach die Tatsache, dass eine kurze Spannungsspitze nicht die Schaltung außer Gefecht setzen sollte, sogar gegen die Verwendung von flinken Sicherungen.

**Schnittstellen**
Als Schnittstellen bekam die Entstufe eingangsseitig lediglich die Spannungsversorgung mit $\pm 24\,\mathrm{V}$, sowie das vom Vorverstärker gelieferte Audiosignal mit einer Spitzenspannung von bis zu[6] $11\,\mathrm{V}_{pp}$. Ausgangsseitige Schnittstelle stellten nur die Lautsprecher-Anschlüsse dar.
Weitere Schnittstellen - auch in Form von Einstellmöglichkeiten - bekam die Endstufe nicht, da der Vorverstärker eben das Signal so liefern sollte, dass die Endstufe optimal arbeiten kann.

**Entkopplung**
Theoretisch ist es möglich einen Verstärker nicht nur symmetrisch mit $\pm\mathrm{V}_{cc}$ zu betreiben - genauso gut würde eine unsymmetrische Variante mit $2\mathrm{V}_{cc}$ und 0 funktionieren; jedoch gibt es hier einen Gleichspannungsoffset, der das Signal um $\mathrm{V}_{cc}$ verschiebt. Dies wäre aber, wie oben beschrieben, sehr schlecht für die Boxen und eventuell sogar gefährlich für vorgeschaltete Stufen. Um das zu verhindern, muss das Signal entkoppelt werden - dies geschieht mit Entkoppelkondensatoren. Leider haben diese aber im niederfrequenten Bereich den großen Nachteil, als Hochpass nicht vernachlässigbar klein zu sein.
Gemäß

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \tag{3.32}$$

hat ein $10\,\mathrm{mF}$-Kondensator bei $20\,\mathrm{Hz}$ immer noch einen reelen Widerstand von

$$|\underline{Z}| = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20\,\mathrm{Hz} \cdot 10\,\mathrm{mF}} \approx 0{,}8\,\Omega \tag{3.33}$$

Dies entspricht bei einem Lastwiderstand von $8\,\Omega$ einer Änderung um etwa $10\,\%$ - ein deutlich hörbarer Effekt[7]. Erschwerend kommt noch hinzu, dass nicht nur der Aus- sondern auch der Eingang entkoppelt werden müssen, sich dieses Hochpassverhalten noch in gewissen Grenzen verstärkt.
Aber auch symmetrisch versorgte Verstärker werden oftmals mit Entkoppelkondensatoren ausgestattet. Dies kann man auf Eingangsseite mit einem Schutz des Verstärkers vor falscher Beschaltung begründen, auf Ausgangsseite kann man argumentieren, dass niemals eine vollständig symmetrische Versorgungsspannung garantiert werden kann und somit ein Offset am Ausgang anliegen könnte. Letzeres ist auch bei vorliegendem Verstärker der Fall, jedoch wurde bewusst auf Entkopplungskondensatoren verzichtet, da die Verstärkerplatine die einzige ist, die auf $\pm 24\,\mathrm{V}$ zugreift und es damit keinen Verdachtsmoment für größere Unsymmetrien gibt. Des Weiteren wurden als Boxen Chassis für den Auto-Einbau verwendet, welche sich häufig durch hohe Stromverträglichkeit auszeichnen, da im Auto oftmals bedingt durch einen schlechten Wirkungsgrad sehr viel Leistung in die Boxen geleitet wird[8].

***Daniel Menzel***

[5] Dass die Versorgungsgruppe dies auch tun würde, wussten wir nicht sicher, weshalb für uns zur Sicherheit für eine eventuelle Redundanz aussprachen

[6] Da die Lautstärke ja einstellbar ist, wäre es falsch von exakten $11\,\mathrm{V}_{pp}$ zu sprechen!

[7] Auf die Umrechnung des Verhältnisses in Dezibel wird an dieser Stelle verzichtet, da der Effekt des Hochpasses dem geneigten Leser zu genüge bekannt sein wird

[8] Dieses Wissen wurde nicht durch explizit anführbare Literatur erworben, sondern durch ein Praktikum beim Lautsprecherhersteller „Mivoc“

# 3. Sounderzeugung

Aufgabe der Gruppe Sounderzeugung war es, verschiedene Warn- und Informationssignale mit Tönen zu unterlegen. Dazu werden von der Gruppe 4 (Getränkeausgabe mit Füllstandsmessung und Alkoholtest) über den Bus 3 Signale zur Verfügung gestellt. An Pin 9 liegt das Signal für „Fass leer“ an, an Pin 18 das Warnsignal des Alkoholtesters und an Pin 19 das Signal für ein frisch gefülltes Glas. Im Normalzustand haben diese Pins ein Potential von 0V. Sobald eins der Signale ausgelöst wird, liegt am entsprechenden Pin ein Potential von etwa 4,7 V an. Solange wie diese Spannung anliegt wird das entsprechende Signal ausgegeben.
Für das Signal „Fass leer“ wurde eine Sirene realisiert. Schlägt der Alkoholtest fehl, so ertönt eine Piezotröte und ein volles Glas wird durch einen Zweiton-Gong signalisiert.

***Mathis Schmieder und Ahmed Chahrour***

## 3.1 Alkoholtest - Piezosummer

Der Piezosummer erzeugt, wenn er mit einer Gleichspannung zwischen 1,5 V und 24 V betrieben wird, ein lautes, trötendes Signal. Je höher die Betriebsspannung ist, um so lauter ist das erzeugte Signal. Die aufgedruckten Spezifikationen geben bei einer Spannung von 20 V einen Stromverbrauch von 20 mA und einen Schalldruck von 98 dB an. Bei den von uns verwendeten 24 V wird der Stromverbrauch nicht höher und der Piezo lässt sich ohne Probleme auch längere Zeit auf dieser Spannung betreiben.
Um mit dem Schaltsignal von 4,7 V eine so hohe Spannung zu schalten benötigen wir einen Transistor als Schalter. Wir entschieden uns für einen BC547, welcher laut Datenblatt [**?**] eine maximale Kollektor-Emitter-Spannung von 45 V und dauerhaft einen Strom von 100 mA schalten kann. Dies ist für unsere Anwendung also mehr als genug.

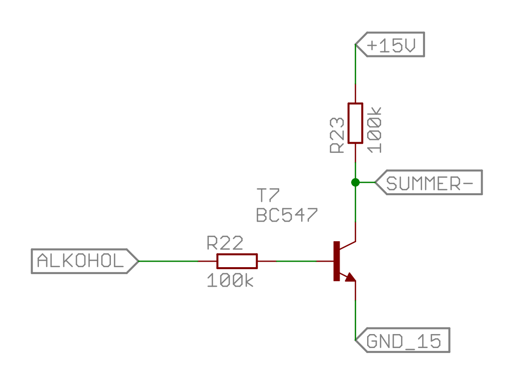



Abbildung 3.14: Summer-Schaltung

Sowohl als Vor- als auch als Lastwiderstand setzen wir 100 k Ω Widerstände ein. An den Kollektor wird der Minus-Pol des Piezos angeschlossen. Die Kollektor-Emitter-Strecke stellt damit eine virtuelle Masse dar. Liegt die Spannung zwischen Basis und Emitter am Transistor unter 0,7 V, so kann zwischen Kollektor und Emitter und damit auch durch unseren Piezo kein Strom fließen. Steigt diese Spannung über 0,7 V, so schaltet der Transistor durch und der Piezo bekommt seine benötigte Betriebsspannung.

***Mathis Schmieder und Ahmed Chahrour***

## 3.2 Fass leer - Sirene

Die Sirene [?], welche ertönt, wenn das Fass leer ist, haben wir mit Hilfe zweier NE555 Timerbausteinen ICs (oder einem NE556 Timerbausteines) [?] realisiert. Beide sind durch ihre Außenbeschaltung so konfiguriert, dass sie als astabile Multivibratoren funktionieren[?].

**Theorie zum Timerbaustein NE555**

Der NE555 Timerbaustein [?] besteht im wesentlichen aus einem R-S-Flipflop, einem dreiteiligen symmetrischen Spannungsteiler und 2 Komparatoren(siehe Abbildung 3.15).

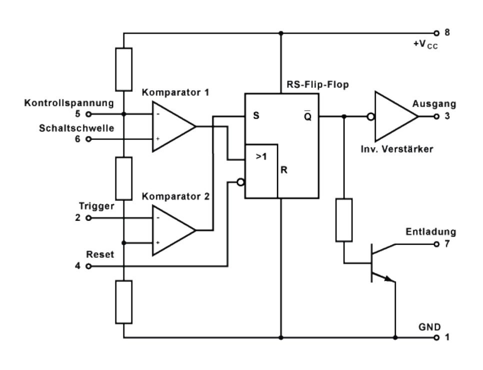



Abbildung 3.15: NE555

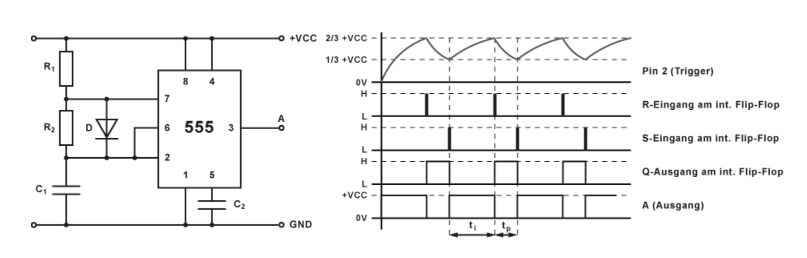



Abbildung 3.16: Astabile Kippstufe/Multivibrator

Das Flipflop kann durch den ersten Komparator resettet und durch den zweiten Komparator gesetzt werden. Das Flipflop wird gesetzt sobald am Trigger weniger als $\frac{1}{3}$ der Betriebsspannung anliegen und gelöscht wenn die Spannung der Schaltschwelle größer ist als $\frac{2}{3}$ der Betriebsspannung, da an den Komparatoren dann jeweils ein „High“-Signal anliegt. Nun kann man einen Kondensator C1 zwischen Schaltschwelle,Trigger und GND schalten, der sich über den Widerstand R1 und der Diode D auflädt. Schaltet man die Betriebsspannung ein, so ist C1 noch ungeladen und die Triggerspannung noch auf GND, dass Flipflop wird gesetzt und am Ausgangspegel A liegt ungefähr die Betriebsspannung an. Der Kondensator C1 lädt sich über R1 und D auf (da der Transistor am Discharge Ausgang gesperrt ist) und wenn er auf mehr als $\frac{2}{3}$ der Betriebsspannung ist, wird das Flipflop resettet. Der Ausgang des Flipflops ist dann auf „High“ und steuert den Transistor durch, der GND mit Discharge verbindet, C1 kann sich entladen, allerdings nur über R2, da die Diode D sperrt. Sobald die Spannung am Kondensator C1 unter $\frac{1}{3}$ der Betriebsspannung fällt, wird das Flipflop gesetzt und die GND-Discharge-Verbindung wird getrennt, da der Transistor nicht schaltet. Der Aufladevorgang von C1 beginnt von vorne, nur etwas schneller als beim ersten Aufladen, da dort C1 noch völlig ungeladen war. Dann geht es immer so weiter. Der Verlauf der Ausgangsspannung ist in Abb. 1.2 dargestellt. Im Übrigen dient der Kondensator C2 zur Spannungsstabilisierung und trägt damit zur Stabilität der Schaltung bei, C2 kann relativ klein gewählt werden. Außerdem ist ein Reset von außen möglich und wird mit dem Ausgang vom 1. Komparator verodert.
Die Schaltung wird astabile Kippstufe genannt, da sie nie in einem stabilen Zustand ist, sondern am Ausgang von einem „High“ in einen „Low“ Zustand kippt und umgekehrt.

**Entwurf**

Der erste Timerbaustein erzeugt ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von etwa $1\,\mathrm{Hz}$. Dieses Signal variiert über den Voltage Control Input des zweiten Timerbausteins dessen Ausgangsfrequenz, so dass dieser abwechselnd auf etwa $800\,\mathrm{Hz}$ und $1000\,\mathrm{Hz}$ schwingt. Dieser NE555 Timerbaustein IC ist somit also ein sogenannter Voltage Controlled Oscillator.

**Dimensionierung:**

Berechnungsformeln:[?]

Impulsdauer $t_i = 0.69 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1$

Impulspause $t_p = 0.69 \cdot R_2 \cdot C_1$

Periodendauer $T = t_i + t_p = 0.69 \cdot (R_1 + 2 \cdot R_2) \cdot C_1$

Frequenz $F = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_i + t_p}$

Wir setzen $C_1 = 10uF$ fest , $R_1 = 10k\Omega$ und $R_2 = 75k\Omega \rightarrow F \approx 1Hz$ .

Diese Berechnung gilt für den erste NE555 Timerbaustein, der zweite NE555 hat die gleiche Berecnung nur wird der noch mit dem Ausgang des ersten getriggert und dadurch osziliert der halt abwechselnd auf 800 Hz und 1000 Hz.

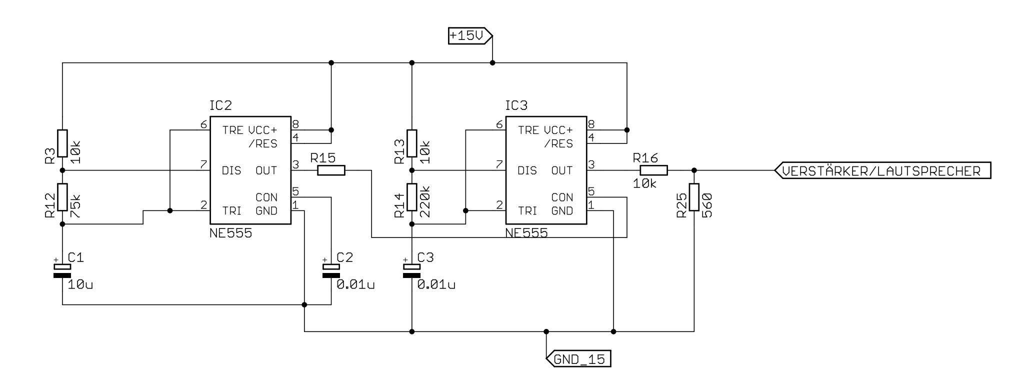



Abbildung 3.17: Sirenen-Schaltung

Um die Sirene ein- und auszuschalten ist der zweite NE555 Timerbaustein nicht direkt an Ground angeschlossen, sondern über eine Transistorschaltung, wie sie auch beim Piezosummer genutzt wird. Er schwingt daher erst, wenn das entsprechende Signal gesetzt wird.
Das Ausgangssignal des oszilierenden NE555 Timerbausteins reicht nicht aus, um einen Lautsprecher damit direkt zu treiben. Daher muss das Ausgangssignal noch verstärkt werden. Ursprünglich sollte dafür ein 2N3055 Verstärker IC genutzt werden. Dieser hätte jedoch annähernd 1 A Strom verbraucht und wurde daher durch einen LM386N-1 [?] ersetzt. Damit ist die Sirene zwar nicht ganz so laut, wie sie mit dem 2N3055 gewesen wäre, sie ist jedoch noch laut genug, um aufzufallen. Die Grundschaltung für eine nicht-invertierende Verstärkung vom Faktor 20 konnte aus dem Datenblatt entnommen werden und funktioniert so, wie gewünscht. Über einen 8 Ω Lautsprecher wird das Sirenensignal ausgegeben.

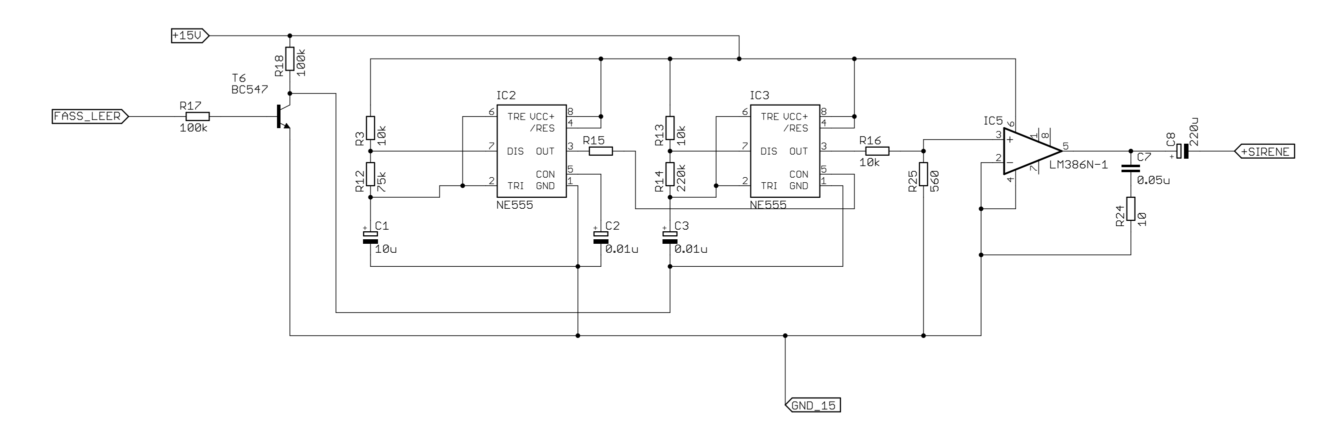



Abbildung 3.18: Sirenen-Schaltung

***Mathis Schmieder und Ahmed Chahrour***

### 3.3 Glas voll - Gong

Ursprünglich sollte für das „Glas voll“-Signal ein typisches „Ping“ einer Mikrowelle erklingen, dieses war jedoch leider nicht aufzutreiben. Daher nutzen wir nun einen ursprünglich für Türklingeln gedachten Ein/Zwei/Dreiklang-Gong. Der IC SAE800 [**?**] beinhaltet eine Reihe an Oszillatoren, welche je nach Außenbeschaltung Töne mit 660 Hz, 550 Hz und 440 Hz erzeugen. Der SAE800 arbeitet mit einer Betriebsspannung zwischen $2,8$ V und 18 V, wir betreiben ihn mit den uns zur Verfügung stehenden 15 V.
Die im Datenblatt zu abgebildete Standartbeschaltung reicht für unsere Zwecke vollkommen aus und wurde daher übernommen. Der IC hat zwei Trigger-Eingänge E1 (Pin 8) und E2 (Pin 7). Wird E1 getriggert, dh. liegt eine Spannung über $1,6$ V über einen längeren Zeitraum von 10 ms an, so wird nur der erste Ton (660 Hz) ausgegeben. Triggert man E2, so werden die ersten beiden Töne (660 Hz und 550 Hz) ausgegeben. Werden sowohl E1 als auch E2 gleichzeitig getriggert, so werden alle drei Töne ausgegeben. In unserem Fall ist der IC als Zweiklang-Gong konfiguriert.

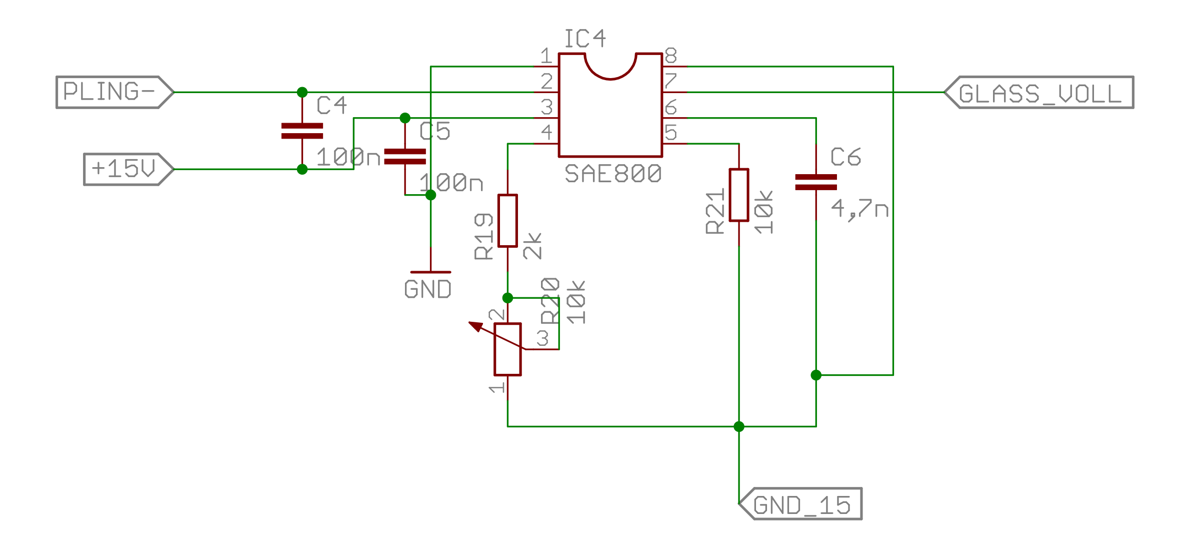



Abbildung 3.19: SAE800 Gong

Den Trigger können wir direkt mit den 4,7 V auslösen, welche wir von Gruppe 4 bekommen. Daher ist für den Gong keine weitere Transistorschaltung notwendig. Der IC ist auch in der Lage direkt einen 8 Ω Lautsprecher zu treiben, so dass keine weitere Signalverstärkung benötigt wird.

*Mathis Schmieder und Ahmed Chahrour*

**Wir möchten uns insbesondere bei unserem Betreuer Michael Schlüter bedanken, der uns stets mit Rat und Tat zur Seite stand und wirklich unglaubliche (!) Überstunden geleistet hat, um uns im Labor betreuen zu können.**
**Es hat Spaß gemacht mit Dir und Du hast von Anfang an eine super Atmosphäre geschaffen.**
**Danke, Micha :-) !**

*Patrick Seiler*

## Gruppe 4

# Getränkeausgabe & Alkoholtest

## Inhaltsangabe

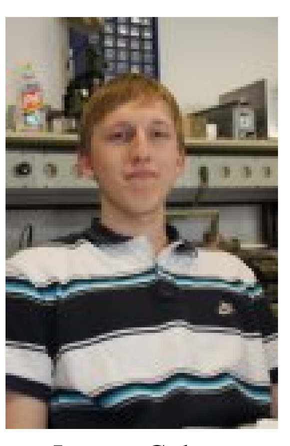
**Abstract:**
Die Gruppe 4 besteht aus vier Untergruppen, deren Aufgabe es ist, den Mundalkoholgehalt der Probanden zu testen. Außerdem soll sie den Zapfprozess der Bierzapfanlage steuern. Das beinhaltet die Messung des Füllgewichtes, sowie der Abstandsmessung des gezapften Bieres. Auf diese Signale wird geantwortet, indem ein Servomotor die Zapfanlage steuert. Füllstand des Fasses und das Mundalkoholtestergebnis werden an die Gruppen Licht und Sound gesendet.

***Max Huhn für die Gruppe 4***

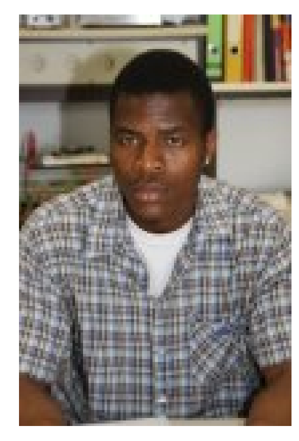
**Die Mitglieder der Gruppe 4 waren:**



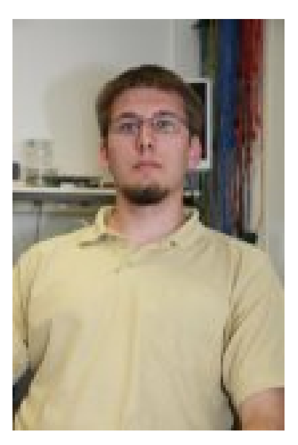
Marc Bathe-Peters



Jan van Gülpen



Isaac Fothio Kaffa



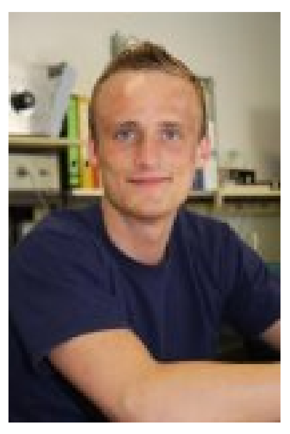
Sven Hartmann



Guido Hintze



Max Huhn



Kevin Krönert




Steffen Schäperkötter



Matthias Waschicek



**Adam Rämer**

# 1. Steuerung und Alkoholtester

In der Gruppe 4 bilden Sven Hartmann, Jan van Gülpen und Isaac Fothio Kaffa die Unterguppe Steuerung und Alkoholtester. Unsere Aufgabe ist die logische Verarbeitung der verschiedenen, gruppeninternen Sensoren. Unser Ausgangssignal soll der Untergruppe Motor mitteilen, ob ein Bier gezapft werden soll oder nicht. Der Alkoholtester wurde auf einer externen Platinen realisiert und in einem eigenen Gehäuse verpackt.

***Jan van Gülpen***

## 1.1 Theorie

Die Steuerungsplatine hat die Aufgabe die eingehenden Sensorsignale zu verarbeiten und daraus ein Signal für die Motorsteuerung zu generieren. Weiter soll ein Signal erzeugt werden, wenn 1. der Alkoholtester anschlägt und 2. das Bier fertig gezapft wurde. Die Grundüberlegung war dabei, dass gezapft werden soll (also ein high-Signal an die Motorgruppe geht), wenn ein Glas da ist, es noch nicht voll und das Fass noch nicht leer ist und der Benutzer noch nicht zu stark alkoholisiert ist und dabei sichergestellt wurde das ein Alkoholtest durchgeführt wurde. Hierzu wurde als erstes Tabelle 4.1 aufgestellt, aus welcher dann die Logikschaltung in PSpice entwickelt wurde. Die Eingangssignale, die verarbeitet werden müssen, sind hierbei die Signale von den Drucksensoren am Glas und am Fass, das Signal vom IR-Abstandssensor, sowie die Signale der Außenplatine mit dem Pustesensor und dem Alkoholtester. Dabei ergab sich das Problem, dass die Signale des Alkoholtesters und des Pustesensors nur für eine sehr begrenzte Zeit anliegen, allerdings benötigt die Schaltung die Signale über den ganzen Zeitraum, über den das Bier gezapft werden soll, da ein stetiger Abgleich in Form einer Verundung vorliegt. Daraus ergab sich, dass ein Flip Flop verwendet werden muss, hierbei haben wir uns für ein SR-Flip Flop entschieden, wobei der R-Eingang des Flip Flops durch das invertierte "Glas daSignal gesteuert wird. Das Entfernen des Glases dient also als Reset, dies hat zur Folge, dass man den Alkohltester nur benutzen kann, wenn ein Glas auf der vorgesehenen Fläche steht, da das SR-Flip Flop sonst in den Tristate übergeht, wenn der Alkoholtester anschlägt. Den einen S-Eingang stellt das aufbereitete Signal des Alkoholtesters dar, den anderen das aufbereitete Signal des Pustesensors. Hierbei muss berücksichtigt werden, dass das Flip Flop ungetaktet ist, damit es sofort auf Änderungen reagiert und der zusätzliche Entwurf eines Taktgebers wegfällt. Außerdem wurde entschieden, dass das Gewicht des Glases keine Abbruchbedingung für das Zapfen ist, da durch die Schaumentwicklung beim Zapfen und bei richtiger Justierung des Drucksensors immer der IR-Sensor vorher anschlagen wird, somit wird das Gewicht des vollen Glases nur zur Erzeugung des "Bier fertigSignals verwendet, welches die Verundung aus dem IR-Sensorsignal und dem Glasgewicht darstellt.

Tabelle 4.1: Wahrheitstabelle

| Eingangssignale | | | | | | Ausgangssignale |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Glas da | Glas voll | Alkoholtest | Abstand | Pustesensor | Fass leer | |
| * | * | * | * | * | 1 | Motor auf 0 |
| 0 | * | * | * | * | * | Motor auf 0 |
| * | * | * | * | * | * | Motor auf 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | Motor auf 1 |
| 1 | * | 1 | * | * | * | Alkoholtester auf 1 &Motor auf 0 |
| * | 1 | * | 1 | * | * | Bier fertig auf 1 |

* = egal   0 = aus/low   1 = ein/high

Abbildung 4.1 zeigt den Schaltplan der Steuerungsplatine. Zu sehen ist das Schematic aus dem Programm PSpice.

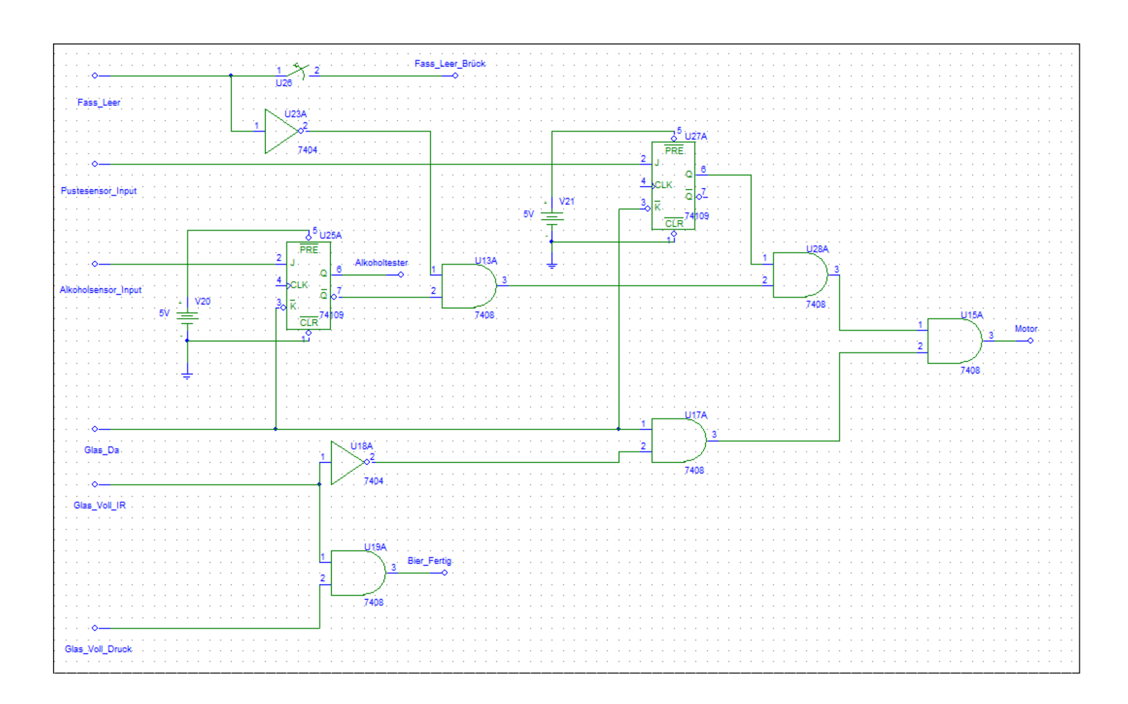



Abbildung 4.1: Schaltplan von der Alkoholtesterplatine

***Sven Hartmann***

Zuerst hatten wir einen kleinen Alkoholtester gekauft, der in Form eines Schlüsselanhängers designed war. An diesem konnte man den Alkoholpegel an zwei LEDs ablesen. Wenn ein bestimmter Alkoholspiegel erreicht worden war, dann leuchteten die zwei Dioden und wir wollten ursprünglich den Spannungsabfall über der roten Leuchtdiode als Eingangssignal für einen Komperator verwenden. Jedoch ist der Alkoholtester im Laufe des Experimentierens kaputt gegangen. Deshalb haben wir uns entschlossen einen Gassensor zu kaufen und ihn selbst zu kalibrieren, wobei das Kalibrieren auf einen festen Promillepegel sich als sehr schwierig gestaltet hat, so dass wir nun eine Kalibrierung nach eigenem Ermessen vorgenommen haben.
Die Alkoholtesterplatine besteht aus einer Steckerleiste, zwei Potentiometern, einem Logikbaustein mit Operationsverstärkern, einem Kondensator, zwei Messpins, einem Widerstand und dem Gassensor. Des Weiteren existiert noch ein kleiner PC-Lüfter, der als sogenannte „Pustekontrolle“ dienen soll.
Über die Steckerleiste wird einerseits die Platine versorgt und andererseits schickt die Platine über sie ihre Signale an den Datenbus. Mit den beiden Potentiometern stellt man die Vergleichsspannungen für den Alkoholtester und die Pustekontrolle ein. Der Alkoholtester und der PC-Lüfter liegen mit ihren Ausgangsspannungen jeweils an einem nicht invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers an. Die entsprechenden Vergleichsspannungen liegen dementsprechend an den invertierenden Eingängen an. Sollte nun einer der Sensoren ein Ausgangssignal, welches größer ist als seine Vergleichsspannung, produzieren, dann schaltet der Operationsverstärker seinen Ausgang auf Betriebsspannung und dieses Signal geht dann auf den Datenbus. Der Kondensator liegt parallel zu der Spannungsversorgung des Logikbausteins, weil er dazu dient kurzzeitigen Leistungsanstieg im Logikbaustein abzufedern und somit die Versorgung zu entlasten. Die Messpins dienen einer einfachen Einstellbarkeit der Vergleichsspannungen. Abbildung 4.2 auf der gegenüberliegenden Seite ist der Schalplan von der Alkoholtesterplatine. Zu sehen ist das Schematic aus dem Programm EAGLE.

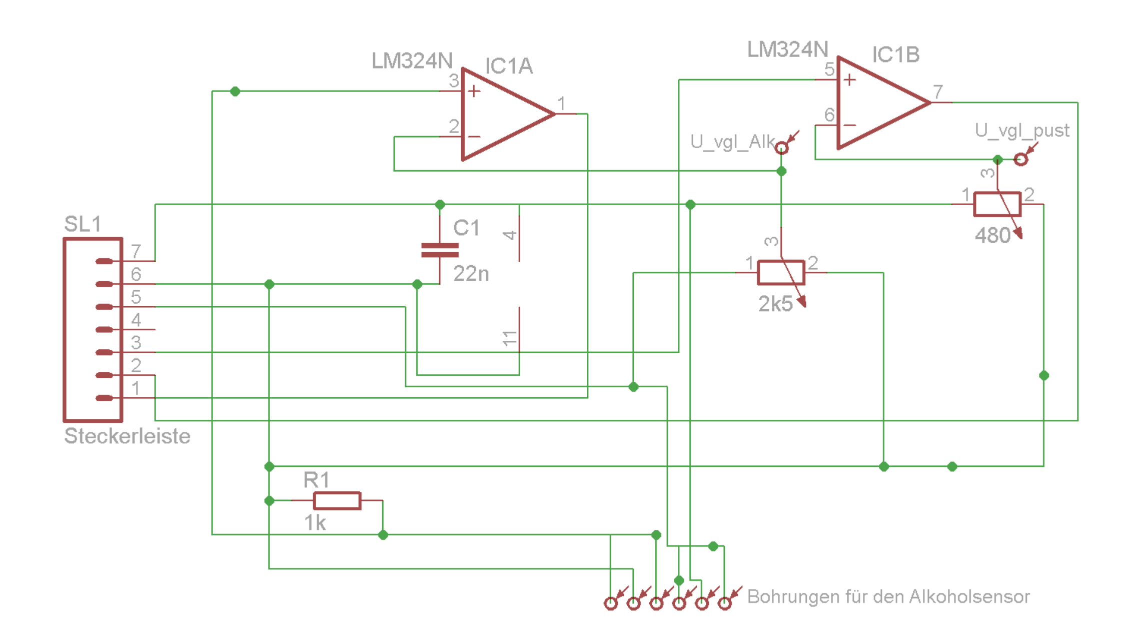



Abbildung 4.2: Schaltplan von der Alkoholtesterplatine

***Jan van Gülpen***

## 1.2 Berechnung

Es muss berechnet werden, ob die benutzten Potentiometer die über sie abfallenden Leistungen vertragen und in welchem Verhältnis die Potentiometer eingestellt werden müssen um die gewünschten Vergleichsspannungen abgreifen zu können. Die Vergleichsspannung für den Pustesensor haben wir bei $0{,}5\,\mathrm{V}$ festgesetzt. Dies ist ein Wert, den man mit normalen Pusten gut erreichen kann. Das entsprechende Potentiometer hat einen Wertebereich von $0\,\Omega$ bis $480\,\Omega$ und da es sich um einen unbelasteten Spannungsteiler handelt, lässt sich das gewünschte Widerstandsverhältnis leicht ausrechnen:

$$\frac{\mathrm{U_{ges}}}{\mathrm{U_{vgl}}} = \frac{\mathrm{R_{ges}}}{\mathrm{R_X}} \Leftrightarrow \frac{5\,\mathrm{V}}{0{,}5\,\mathrm{V}} = \frac{480\,\Omega}{\mathrm{R_X}} \Leftrightarrow \mathrm{R_X} = 48\,\Omega \tag{4.1}$$

Die umgesetzte Leistung berechnet sich wie folgt:

$$\mathrm{P} = \frac{\mathrm{U_{ges}^2}}{\mathrm{R}} \Leftrightarrow \mathrm{P} = \frac{25\,\mathrm{V}^2}{480\,\Omega} \Leftrightarrow \mathrm{P} \approx 0{,}05\,\mathrm{W} \tag{4.2}$$

Da die Vergleichsspannung für den Alkoholtester, zwecks späterer Anpassung, variabel bleiben soll, kann man hier keine konkrete Rechnung vorführen. Jedoch lässt sich die Gesamtleistung an diesem Potentiometer ebenfalls leicht berechnen, weil auch hier ein unbelasteter Spannungsteiler vorliegt:

$$\mathrm{P} = \frac{\mathrm{U_{ges}^2}}{\mathrm{R}} \Leftrightarrow \mathrm{P} = \frac{225\,\mathrm{V}^2}{2500\,\Omega} \Leftrightarrow \mathrm{P} \approx 0{,}09\,\mathrm{W} \tag{4.3}$$

***Jan van Gülpen***

## 1.3 Simulation

Von der Steuerung konnte keine richtig lauffähige Simulation erstellt werden, da das Programm PSpice Probleme damit hatte das ungetaktete SR-Flip Flop zu simulieren.

***Sven Hartmann***

Eine Simulation der Alkoholtesterplatine hat nicht stattgefunden, da sich weder der Alkoholsensor noch der PC-Lüfter sinnvoll simulieren ließen. Es hat aber natürlich ein Testaufbau stattgefunden, in dem wir die verschiedenen Möglichkeiten manuell simuliert haben.

***Jan van Gülpen***

## 1.4 Aufbau und Abgleichanleitung

Bei der Alkoholtesterplatine kann man zwei Spannungen anhand von Potentiometern (siehe dazu Abbildung 4.6 auf Seite 102) nachregeln. Dazu verändert man mit einem geeigneten Werkzeug die Stellung des Schleifkontaktes. Die Änderung der Spannungsteilung kann man mit Hilfe der Messpins messen. Mit dem einem Potentiometer kann man die Vergleichsspannung für den Pustesensor verändern. Sollte sich herausstellen, dass unsere Prognose bzgl. der „Pustekraft“ falsch ist, kann man die Vergleichsspannung nachregeln. Gleiches gilt auch für den Alkoholsensor. Hier kann man mittels Potentiometer die Alkoholschwelle erhöhen oder verringern.
Zum Aufbau gehören auch die zwei Überbrückungsschalter, die neben dem Fass platziert sind. Der eine Schalter dient dazu, den Alkoholtester zu überbrücken. Der andere Schalter dient zur Überbrückung des Signals „Fass leer“, damit der Alarmsound nicht solange an ist, bis das Fass gewechselt ist.
Im Folgenden sind Bilder der beiden Platinen zu sehen, an denen wir zusammen gearbeitet haben. Zu einem die Alkoholtesterplatine (sieh hierzu Abbildung 4.5 auf der gegenüberliegenden Seite und Abbildung 4.6 auf Seite 102) und zum anderen die Platine, mit unserer Steuerung und der Motoransteuerung (siehe dazu Abbildung 4.3 und Abbildung 4.4 auf der gegenüberliegenden Seite).

***Jan van Gülpen***

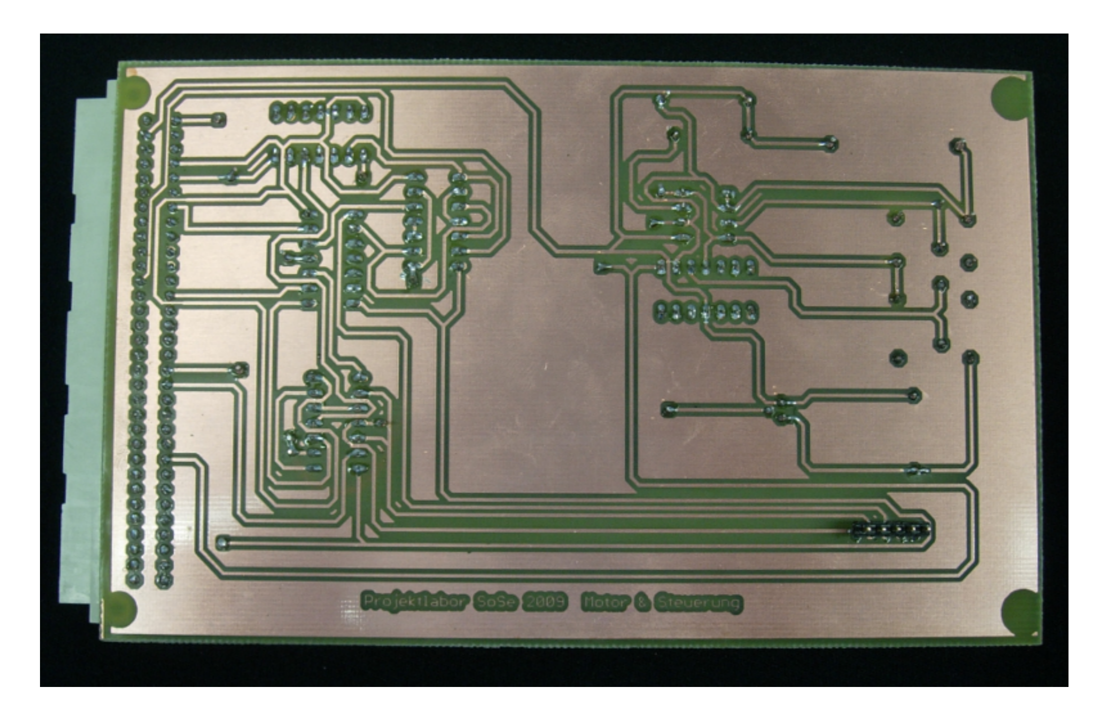



Abbildung 4.3: Steuerungsplatine von unten

Der Schaltungsteil, der dem Busstecker zugewandt ist, ist unser Teil auf dieser Platine.

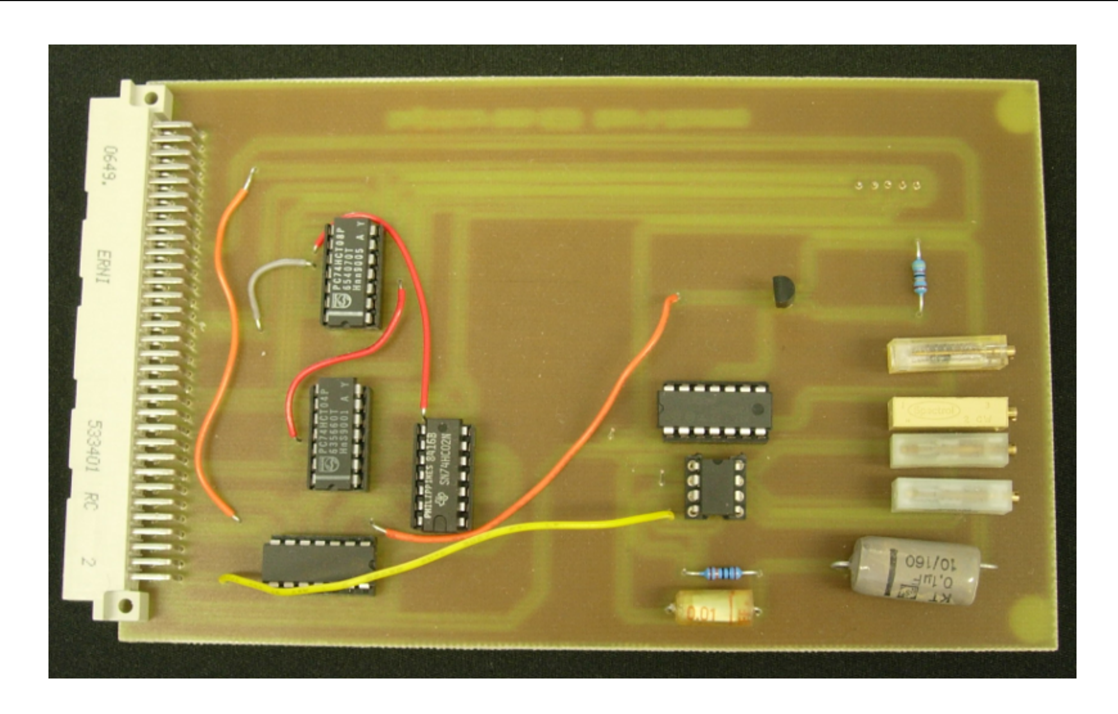


Abbildung 4.4: Steuerungsplatine von oben

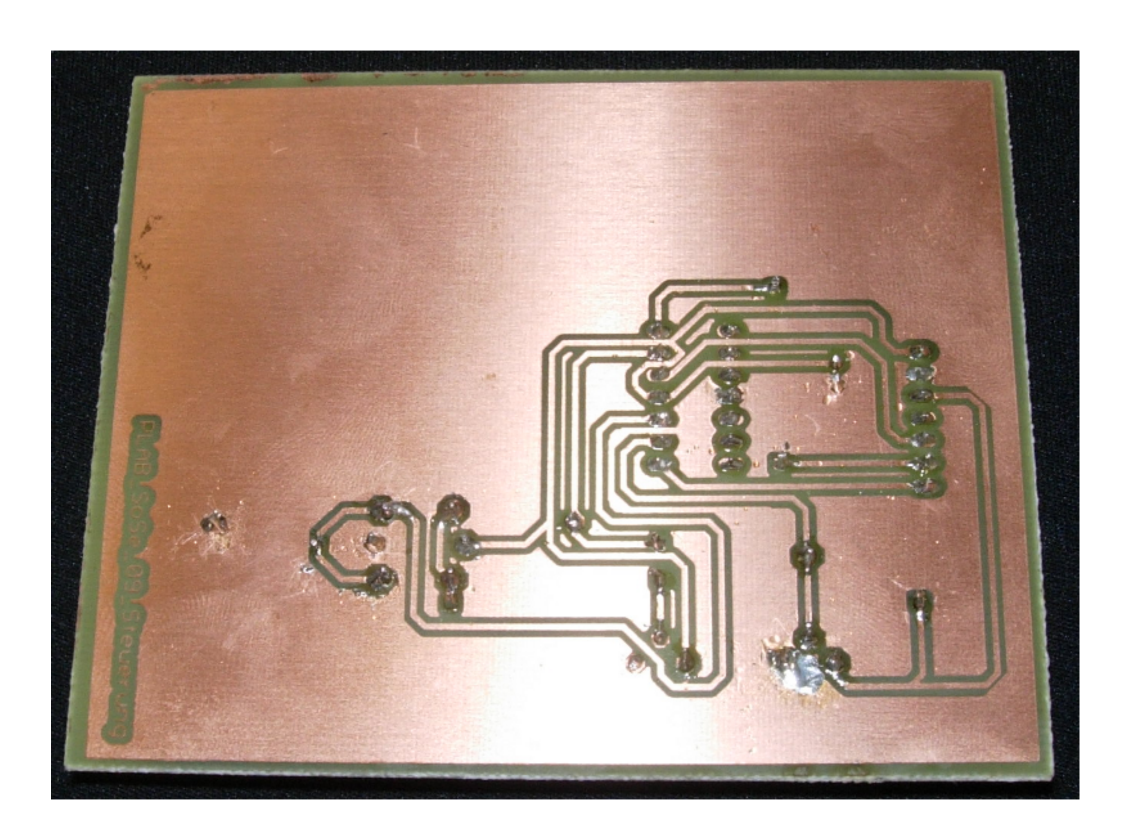


Abbildung 4.5: Alkoholtesterplatine von unten

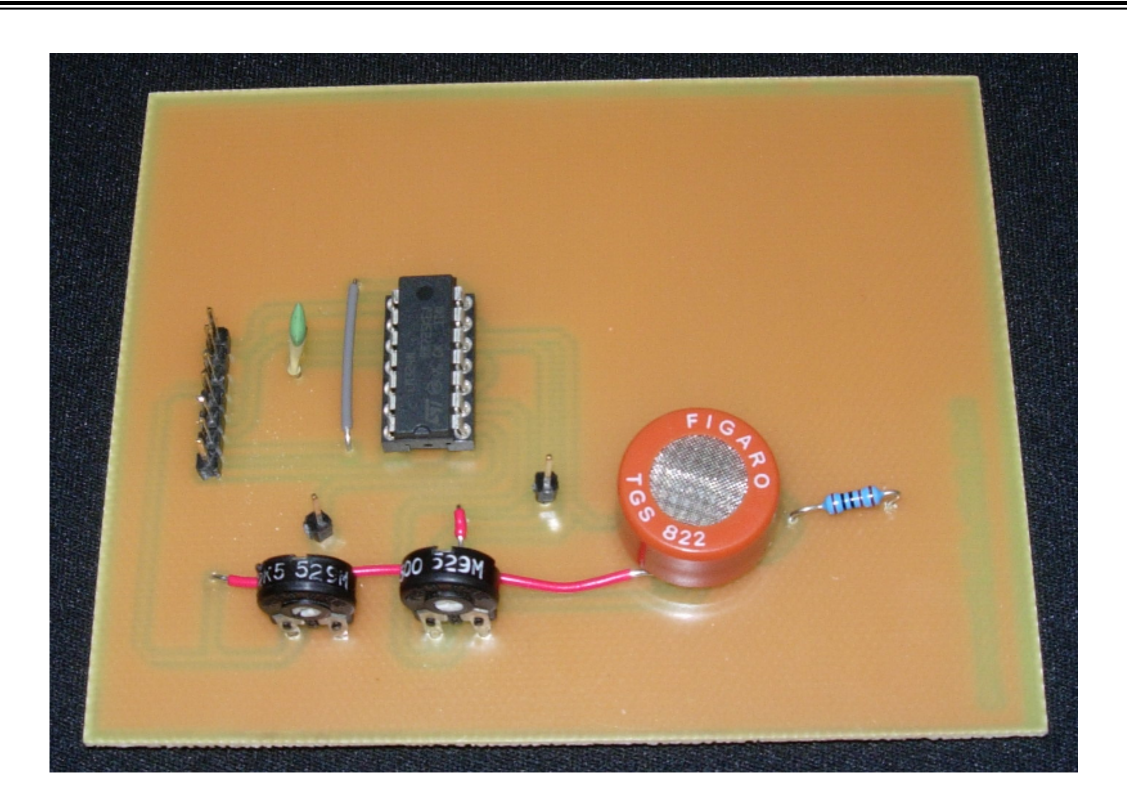



Abbildung 4.6: Alkoholtesterplatine von oben

## 1.5 Schnittstellen

In Tabelle 4.4 auf Seite 110 sind die Schnttstellen der Steuerung abgebildet.

Tabelle 4.2: Schnittstellen bei der Steuerung

| Art | Name | Signal | Pin |
|---|---|---|---|
| Eingang | Versorgung | 5 V | 4 |
| Eingang | Masse | 0 V | 5 |
| Eingang | Fass ’leer’ | 0 V/3,8 V | 13 |
| Eingang | Pustesensor | 0 V/3,8 V | 12 |
| Eingang | Überbrückung Alkoholtest | 0 V/3,8 V | 7 |
| Ausgang | Glas ’voll’ | 0 V/5 V | 19 |
| Ausgang | Alkeholtest | 0 V/5 V | 18 |
| Grupenintern | Glas ’voll’ (Druck) | 0 V/3,8 V | – |
| Grupenintern | Glas ’da’ (Druck) | 0 V/3,8 V | – |
| Grupenintern | Glas ’voll’ (IR-Abstand) | 0 V/3,8 V | – |
| Platinenintern | Motorsteuerung | 0 V/5 V | – |

***Sven Hartmann***

Die Alkoholtesterplatine hat sechs Schnittstellen, abgebildet in Tabelle 4.3. Wenn man die Platine von oben betrachtet und die Steckerleiste nach oben legt, gilt folgende Zählweise: ganz rechts ist der Pin 1.

Tabelle 4.3: Schnittstellen der Alkoholtesterplatine

| Art | Name | Signal | Pin |
|---|---|---|---|
| Eingang vom Bus | Versorgung | 5 V | 1 |
| Eingang vom Bus | Masse | 0 V | 2 |
| Eingang vom Bus | Versorgung | 15 V | 3 |
| unconnected | | | 4 |
| Eingang ext. Sensoren | Pustesensorinput | 0 V/max. 2 V | 5 |
| Ausgang | Pustesensor | 0 V/3,8 V | 6 |
| Ausgang | Alkoholtester Input | 0 V/3,8 V | 7 |

***Jan van Gülpen***

# 2. Abstandsmessung

Diese Teilgruppe besteht aus Kevin Kröhnert und Max Huhn, unsere Aufgabe war es, eine Schaltung zu entwickeln, die es möglich macht, den Abstand der Füllhöhe des befüllten Bierglases zu ermitteln und darauf zu reagieren.

## 2.1 Funktionsweise

Die Füllhöhe wird mit Hilfe eines Infrarotempfängers und -senders realisiert. Dabei gibt unserer Schaltung ab einer gewissen Füllhöhe einen Spannungspegel von etwa 3,7 V aus. Damit kann der Teil unserer Gruppe 4, der für die Koordination der einzelenen Signale aller Teilgruppen verantwortlich ist den Zapfprozess steuern. Sinkt der Bierpegel wieder, indem sich der Bierschaum um ein gewisses Maß reduziert hat, so fällt die Ausgangspannung wieder auf 0V zurück.
Der Sensor ist über dem Glas angeordnet und nach unten auf die Bieroberfläche ausgerichtet . Infrarotdioden bestrahlen dabei die Oberfläche. Der Bierschaum reflektiert die Strahlung, welche dann auf den Sensor trifft. Dabei fällt mehr Infrarotstrahlung auf den Sensor, je näher die Bieroberläche dem Sensor kommt.
Der fertige Aufbau ist in Abbildung 4.7 zu betrachten. Konkret ist der dickere schwarze Zylinder unterhalb des Zappfhahnhes gemeint.



Abbildung 4.7: Aufbau

Als Schaltung, die die gestellte Aufgabe lösen könnte, kamen wir auf die Schmitt-Trigger-Schaltung. Da diese eine sogenannte Hysterese realisieren kann. Also das heißt konkret dass sie, wie oben angedeutet, ein High-Signal liefert, nachdem der Pegel im Glas um eine bestimmte Höhe gefallen ist. Ohne eine Hysterese würde sonst ein „High“-Signal geliefert, wenn der Pegel sich allgemein verringert. Der passende Schaltplan ist in Abbildung 4.8 auf der gegenüberliegenden Seite zu betrachten. Dabei handelt es sich um eine dimensionierte Schaltung, die mit Capture erstellt wurde.

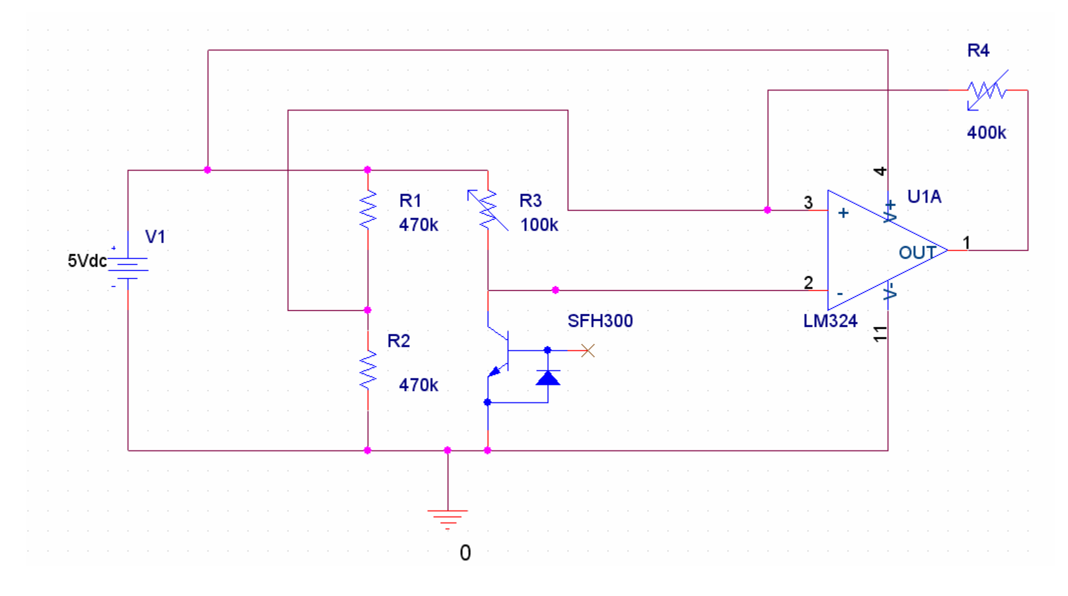



Abbildung 4.8: Schmitt-Trigger-Schaltung

Als Infrarotempfänger dient ein Fototransistor des Typs SFH300 FA. Als Infrarotdioden dienen zwei CQY99. Bei dem SFH300 FA handelt es sich um einen npn-Fototransistors dessen Kollektor und Emitter aus dem Gehäuse einer Standard 5mm LED herausgeführt sind. Der Basisanschluss ist nur optisch zugänglich. Fällt nun infrarote Strahlung mit einer Wellenlänge zwischen 730 und 1120nm auf den sich innerhalb der Linse befindlichen Siliziumchip, erhöht sich auf Grund des photoelektrischen Effekts der Basisstrom, wodurch die Kollektor Emitter Strecke leitend wird. Je stärker hierbei die Intensität der einfallenden Strahlung ist, desto höher kann der Strom zwischen Kollektor und Emitter werden.
Mit Hilfe von R1 und R2 wird die Referenzspannung für den Operationsverstärkers erzeugt. R1 und R2 sind jeweils 470 kΩ groß. Damit ergibt sich am nicht invertierendem Eingang des OPV's eine Spannung von 2,5 V.Auf dem Pfad daneben mit dem Transitor und dem Spindeltrimmer R3 wird die Spannung für den anderen Eingang des Operationsverstärkers bereitgestellt. Dabei dient der Spindeltrimmer dazu den Schaltzeitpunkt für den OPV zu variieren, damit nachträglich eingestellt werden kann, ab welcher Bieroberflächenentfernung ein High Pegel am Ausgang des OPVs anliegt.
Mit Hilfe des Spindeltrimmers R4 lässt sich eine gewisse Hystere in die Schaltung integrieren. Wenn das Ausgangssignal auf High gesetzt ist, so wird diese Spannung auf den nichtinverteirenden Eingang rückgekoppelt, die Eingangsspannung am nichtinvertierendem OPV Eingang steigt nun. Um das Ausgangssignal nun wieder auf einen Low-Pegel zu bekommen muss der Spannungspegel am invertierenden Eingang des OPVs nun einen höheren Wert annehmen, damit die Ausgangsspannung wieder auf seinen Low Pegel zurückfällt. Dieses Verhalten lässt sich auch gut aus den Simulationsergebnissen Abbildung 4.10 auf der nächsten Seite ablesen.
Zum Verhalten der Schaltung lässt sich sagen, dass die Infrarot-Strahlungsintensität und der Kollektorstrom des Transisitors proportional zueinander sind. Je größer nun dieser Strom wird, desto mehr Spannung fällt über den Widerstand R3 ab und desto weniger über den Transistor. Wenn die Spannung, die über den Transistor abfällt, unter den Wert der Referenzspannung fällt, so nimmt der Ausgang im idealem Fall den Wert seiner positiven Versorgungsspannung an.
Die steigende Intensität der Infrarotstrahlung ist die Reaktion auf den steigenden Bierpegel. Daraus ist erkennbar, dass der steigende Bierpegel im Glas und der Kollektorstrom des Transistors ebenfalls direkt proportional zueinander sind.

Der Spindeltrimmer $R_3$ ist bis 100 kΩ ausgeführt, der Spindeltrimmer $R_4$ bis 500 kΩ. Die Infrarotdioden sind in Reihe mit einem 22 Ω Widerstand direkt an die 5 V angeschlossen. In Abbildung 4.9 auf der folgenden Seite sieht man den Sensoraufbau von unten mit leuchtenden Infrarotdioden. Infrarotlicht ist mit dem menschlichen Auge nicht zu sehen.Mit einer Digitalkamera (zum Beispiel Handy) ist diese Strahlung hingegen sichtbar.



Abbildung 4.9: Sensor von unten

## 2.2 Simulation

Da in Capture für den SFH300 keine Bibliotehken vorhanden sind, wähle ich als Ersatz einen normalen Transistor. Dessen Basisstrom, der sonst durch den photoelektrischen Effekt erzeugt wird, wird durch eine sinusförmige Spannung V2 gegeben. Zusätzlich füge ich zwischen dieser Quelle V2 und dem Basisanschluss des Transistors einen Widerstand ein, damit der Basisstrom auf ein gewisses Maß begrenzt ist. Die Sinusquelle simuliert den Strom, der sonst durch den photoelektrischen Effekt im Fototransistor erzeugt wird. In Abbildung 4.10 ist die in Capture gezeichnete Schaltung zu erkennen.

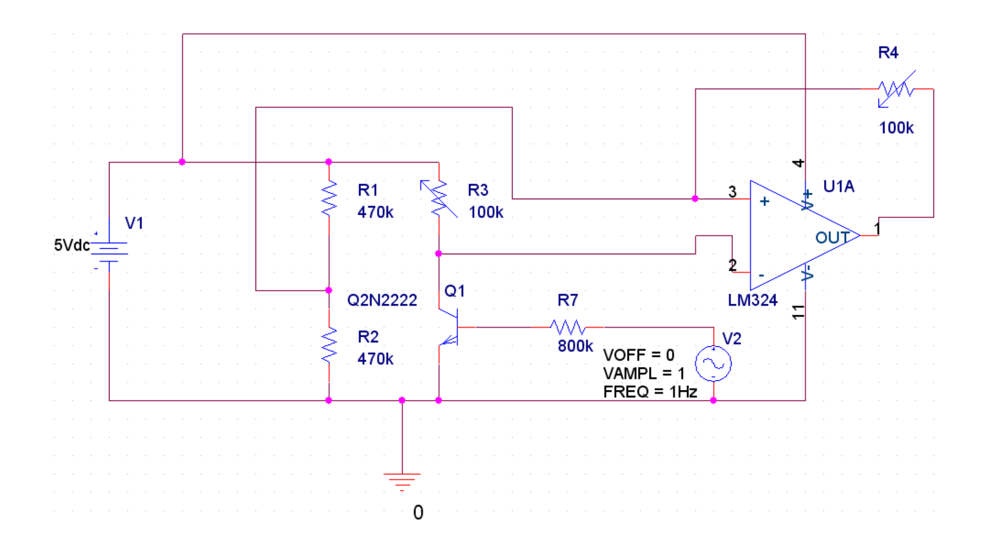



Abbildung 4.10: Schematics

In Abbildung 4.11 erkennt man das Simulationsergebnis

Dabei beschreibt die rote Linie die Spannung, die am invertierenden Eingang anliegt, die gelbe Linie beschreibt

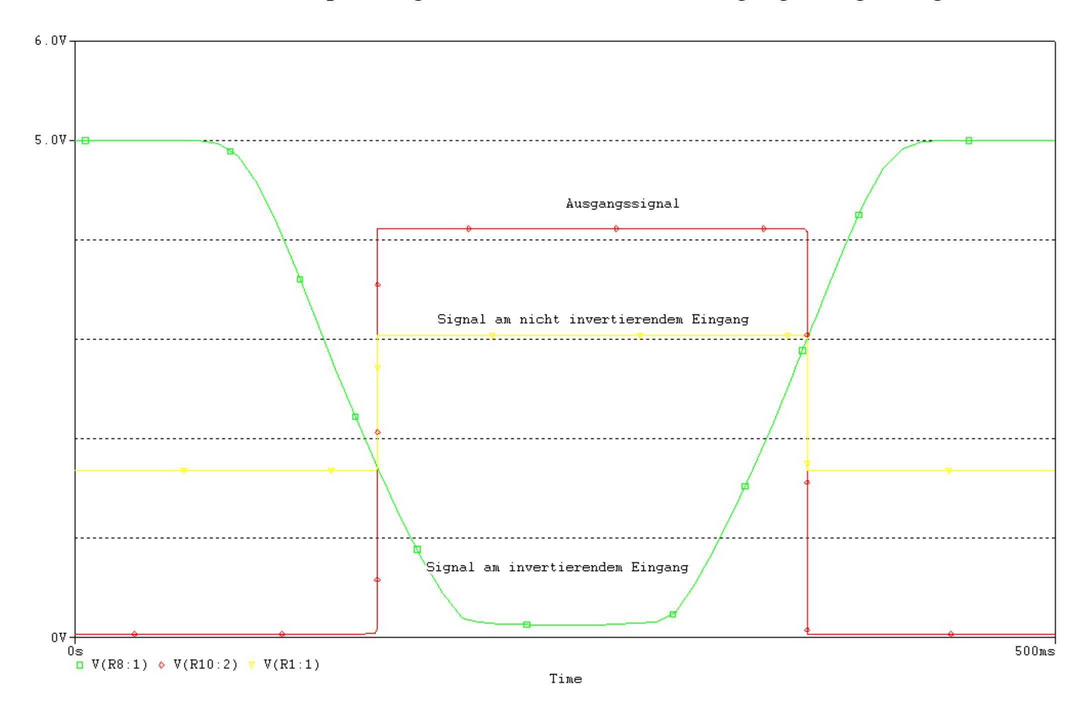



Abbildung 4.11: Simulationsergebnis

die Spannung am nichtinvertierenden Eingang anliegt und die grüne Linie beschreibt die Ausgangsspannung. Deutlich erkennt man dabei die durch den Widerstand R4 erzeugte Hysterese daran, dass das Ausgangssignal erst wieder auf sein Ursprungswert springt, wenn die Spannung am invertierenden Eingang deutlich oberhalb des Wertes liegt, der benötigt war, um das Ausgangssignal auf „High"-Pegel zu bringen.

***Kevin Kröhnert, Max Huhn***

## 2.3 Testaufbau

Der Testaufbau erfolgt auf einem Steckbrett (Bread Board) und später mit der geätzten Platine. Unsere Schaltung haben wir auf dem Steckbrett in die Realität umgesetzt. Ein wichtiger Bestandteil der Schaltung ist der Infrarotsensor, welcher die reflektierende IR-Strahlung registriert. Als IR-Quelle vewenden wir zwei IR-Dioden, welche in Reihe verbunden sind. Wir nehmen zwei statt einer IR-Diode um die Größe der 'IR-Lichtmenge' und der Fläche auf der das Licht reflektiert wird zu erhöhen. Mit einer Diode hätte man auch arbeiten können, aber wir denken uns, dass so die Reaktion des IR-Sensors auch unter widrigen Bedingungen wahrscheinlicher ist.
Abbildung 4.12 auf der nächsten Seite zeigt den erfolgreichen Testaufbau mit der geätzten Platine und einem Teststeckbrett, wo wir die geeignete Pinbelegung aller Schaltungen der Gruppe 4 realisierten und diese für die Testversuche benutzten.
An der leuchtenden LED sieht man gut, dass die Schaltung in Betrieb ist. Der Sensor(rechts im Bild), der schon in der endgültigen Verpackung für die Theke ist, reagiert auf die Tischkante und sorgt so für ein „High"-Signal.

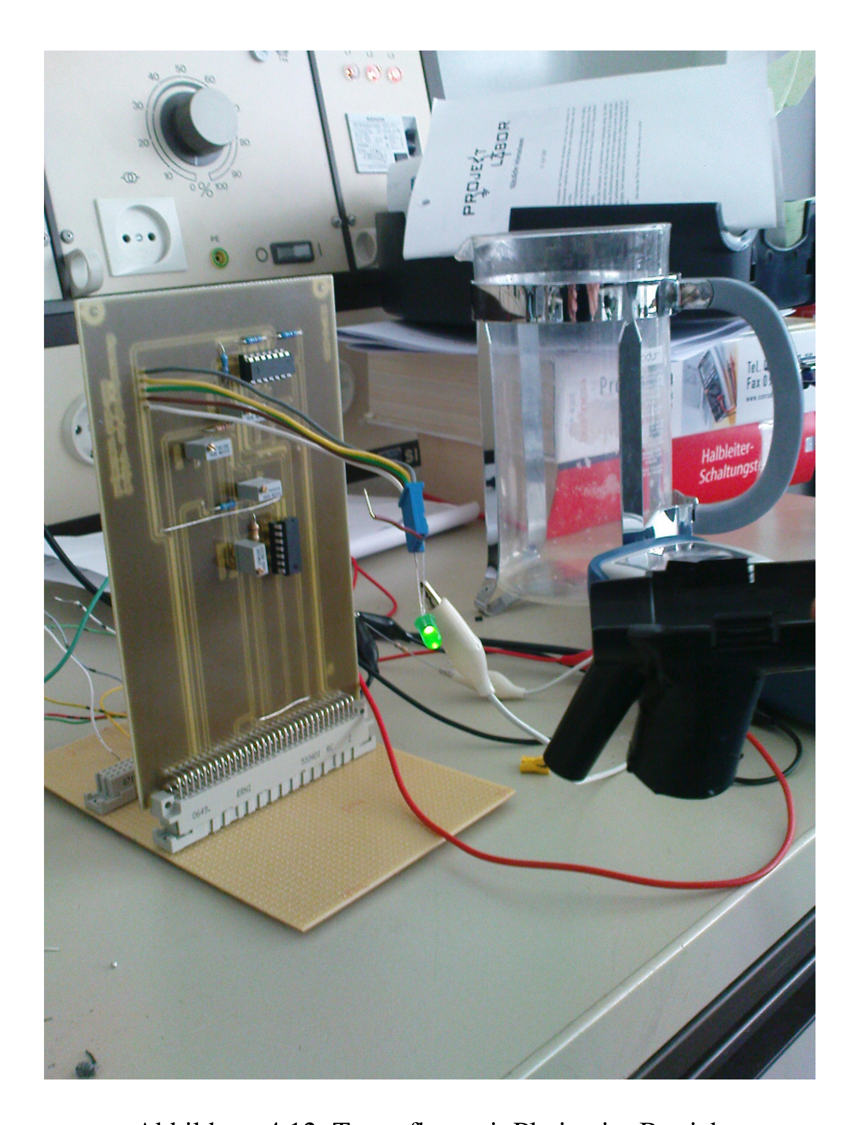



Abbildung 4.12: Testaufbau mit Platine im Betrieb

Sensor und Dioden integrierten wir für den Testaufbau in einen bearbeiteten Holzdominostein, damit Sensor und Diode einigermaßen stabil sitzen. Die Brückenspannung von der Messbrücke, welche an den Pluseingang von des OPVs (LM324) geleitet wird, ändert sich mit verschiedener Beleuchtung des IR-Sensors mit Infrarotlicht. Mit steigender Beleuchtung des IR-Sensors steigt der Leitwert vom Sensor, folglich liegt eine größere Spannung am Pluseingang des OPVs, welcher als für die bereits erwähnte Schmidt-Trigger-Schaltung verwendet wurde. Wenn die Spannung den Schwellwert der Eingangspannung erreichte, so schaltete der Trigger auf High und antwortete mit circa 3,7 V als „High"-Signal. Würde es sich um einen idealen OPV oder eine Rail-to-Rail-Lösung handeln, dann wäre der „High"-Pegel bei 5 V und nicht nur bei 3,7 V. Aber das ist für das Projekt nicht tragisch, da wir eben ein Pegel in der Größenordnung von 3,7 Volt an die Untergruppe Steuerung schicken.

Um zu testen, ob der OPV-Ausgang ein „High"-Pegel liefert, kann man die Spannung am Ausgang messen oder eine Leuchtdiode zwischen OPV-Ausgang und Masse setzen, wenn der Ausgang vom OPV( besser Schmitt-Trigger) auf High ist, dann leuchtet die LED, wir haben dabei verschiedene LEDS benutzt, weil zB mal einige beim nächsten Termin nicht mehr aufzufinden waren, deswegen haben wir uns auf keine spezielle LED geeinigt. Es war immer notwendig einen Vorwiderstand vor die LED zu sezten, da eine Spannung von 3,7 V für eben diese auf Dauer zu hoch wäre. Wir haben die Widerstandswerte dafür ermittelt, indem wir den Spannungsabfall an der LED im satt leuchtenden Betrieb gemessen haben, dieser betrug um die 2,5 V, so haben wir die Widerstände so gewählt, dass in etwa 1,2 V an diesen abfallen.
Der charaktristische Verhalten des Testaufbaues ist die sogenannte Spannungshysterese, welche vom Schmitt-Trigger erzeugt wird. Um diese zu realisieren haben wir zwei Widerstände in der Schaltung mit zwei Potentiometern ersetzt, das gab uns den eine Einstellemöglichkeit für die Hysterese und ab welcher Entfernung des reflektierendes Objektes ein High-Signal an der Ausgangsspannung anliegt. Die Spannungshysterese am positiven OPV-Eingang resultiert aus einer Entfernungshysterese von dem reflektierenden Objekt und dem IR-Sensor. Als Entfernungshysterese wählten wir einen Bereich von wenigen Zentimetern, weil die beim Zapfverhalten später sinnvoll wirken.

Das reflektierende Objekt ist später der Bierschaum, wir begannen anfangs mit CD-Oberflächen , da diese sehr gut reflektieren und gingen dann auf weißes Papier über. So konnten wir mit vielem einstellen der Potentiometer ein gutes Verhalten erzeielen. Eine gelungene Reflektion stellten wir auch mit alten porösen Schwämmen und Bierschaum fest, wobei ersteres hoffentlich nicht gezapft wird! Da die Schaltung funktionierte und ihrem Verhalten stabil war, haben wir sie „geeagelt" und geätzt! Der IR-Sensor und die IR-Dioden wurden auch weiterhin (auch für die Sens-O-Thek) in einer Holzkonstruktion belassen, da diese sehr geeignet dafür ist.

## 2.4 Platine

Die Schaltung für die Abstandsmessung wurde zusammen mit der Schaltung der Untergruppe Gewichtsmessung auf eine Platine produziert, wobei angemerkt werden sollte, dass die Platine nur einseitig bestückt(sog. Bottom-Layer) wurde.
Der Platinenentwurf mit dem passenden Programm EAGLE gelang erfolgreich, obwohl der erste Entwurf für die Platine verworfen wurde.
Der Enwurf wies offensichtlich keine Fehler auf, die die Funktionstüchtigkeit der Schaltung beeinflußten, aber der Entwurf war recht raumfüllend, deswegen entwarfen wir eine zweite kompaktere Variante, welche auch letzendlich als Ätzvorlage verwendet wurde.

Abbildung 4.13 zeigt die Vorderseite der unbestückten geätzten Platine.

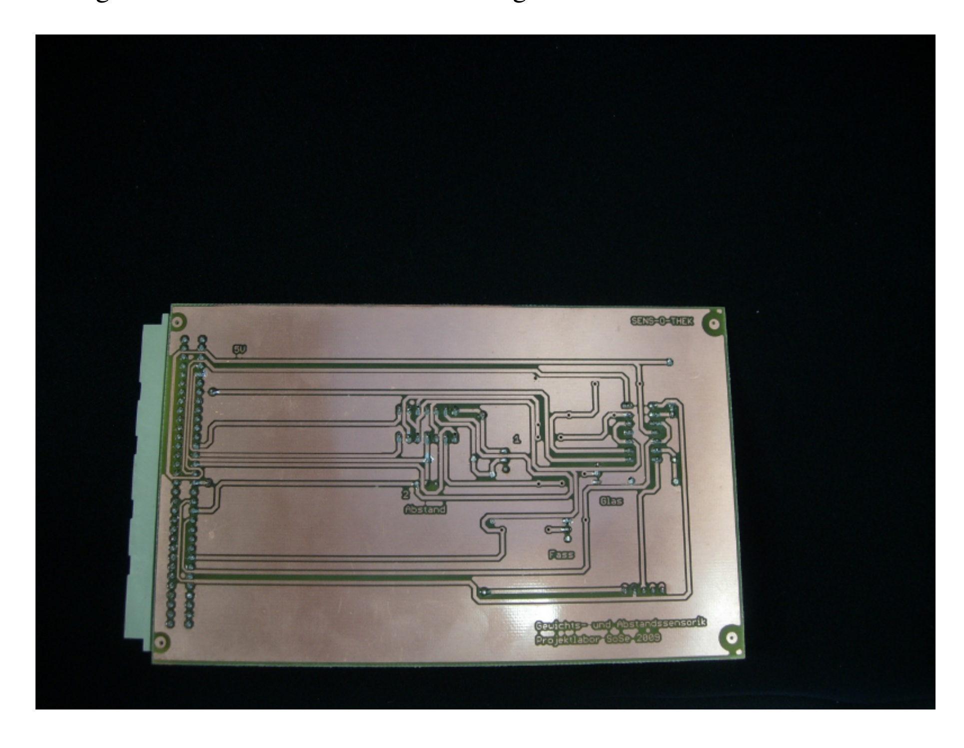



Abbildung 4.13: Vorderansicht der geätzten Platine

***Max Huhn***

## 2.5 Schnittstellen- und Pinbelegung

Unsere Untergruppe hat zwei Schnittstellen, einmal die Versorgungsspannung und einmal das Ausgangssignal unserer Schaltung!
Das führt dazu, dass wir drei Pins belegen. Die Versorgungsspannung mit Masseanschluß GND bezihen wir über den Bus, das Ausgangssignal für den Abstand beziehen geben wir über Srtecker intern an die Untergruppe Steuerung und Alkoholtester weiter!

Tabelle 4.4: Schnittstellen und Pinbelegung

| Art | Name | Signal | Pin |
|---|---|---|---|
| Eingang | Versorgung | 5 V | 4 |
| Eingang | Masse | 0 V | 5 |
| Ausgang | 'Glas voll' (IR-Abstand) | 0 V/3,8 V | 1 |

***Max Huhn***

# 3. Gewichtsmessung

## 3.1 Theorie

Die Aufgabe bestand darin, das Gewicht vom Fass und zu befüllenden Glas zu messen. Die gewonnenen Informationen gehen an eine Füllstandsanzeige für das Fass und eine Logikschaltung, die das Befüllen des Glases überwacht. Für das Glas brauchen wir zwei Signale: „Glas da“, wenn ein leeres Glas in die Abfüllanlage gestellt wird und ’Glas voll’, wenn das Glas bis oben hin befüllt ist. Das Prinzip bei Fass und Glas ist dasselbe. Die Größe Gewicht soll in eine verarbeitbare Größe umgewandelt werden, also in Form einer veränderbaren Spannung oder eines veränderbaren Widerstandes. Nach einigem Recherchieren fanden wir einerseits die Möglichkeit der Gewichtsmessung mit Hilfe von Dehnungsmessstreifen und andererseits einen Sensor namens FSR (Force Sensing Resistor), welcher ein kraftabhängiger Widerstand in einem Bauteil ist. Unbelastet hat er einen Widerstand von ungefähr 2 MΩ und fällt dann bei steigendem Gewicht auf 3 kΩ ab. Da wir bei der Variante mit dem DMS auch noch eine Mechanik hätten entwickeln müssen, auf die wir den DMS kleben können, haben wir uns für den FSR entschieden. Hier muss nur noch überlegt werden, wie der Druck von Fass und Glas auf den jeweiligen Sensor übertragen werden kann. Mit Hilfe eines Spannungsteiler können wir den variablen Widerstand des FSR in eine variable Spannung umwandeln. Um nachträglich die Möglichkeit zum Nachbessern zu haben, wird in Reihe zu dem statischen Widerstand noch ein Potentiometer geschaltet. Die Ausgangsspannung dieses Teilers wird auf die Eingänge von Komparatoren gelegt. Auf dem jeweils zweiten Eingang der Komparatoren liegt eine Referenzspannung von einem zweiten Spannungsteiler an. Die Spannungsverhältnisse in dem Referenzspannungsteiler werden so angepasst, dass die Komparatoren genau dann schalten, wenn ein bestimmter Füllstand über- oder unterschritten wird.
Um unsere Überlegungen zu überpüfen, haben wir die gesamte Schaltung in PSPICE eingegeben. Die Simulation zeigte das erwartete Verhalten.

## 3.2 Berechnung

Zur Berechnung der Spannungsteiler kommt folgende Formel zum Einsatz: $U_i = U_0 \frac{R}{FSR+R}$, wobei $U_i$ die Spannung an den Komparatoreingängen ist und $U_0$ die Versorgungsspannung von 5 V. Wenn man die Widerstandswerte des FSR durch einen praktischen Versuch mittels Multimeter ausgemessen hat, kann man anschließend die Spannugen berechnen, die aus dem Spannungsteiler resultieren. Die Werte für das Fass sind: Der

Tabelle 4.5: Widerstandswerte für das Fass

| | |
|---|---|
| 0 Liter | 45,5 kΩ |
| 1 Liter | 32,45 kΩ |
| 2 Liter | 26,44 kΩ |
| 3 Liter | 22,75 kΩ |

Gesamtwiderstand von statischem Widerstand und Potentiometer wird so gewählt, dass er ungefähr in der Mitte der gemessenen FSR-Widerstände liegt, weil man so die gezielte Dynamik erzielt. Wir entscheiden uns für 34 kΩ. Damit ergeben sich die Spannungen:

$$\text{0 Liter} : \mathrm{U_1} = 5\,\mathrm{V}\frac{34\,\mathrm{k\Omega}}{45,5\,\mathrm{k\Omega} + 34\,\mathrm{k\Omega}} = 2,138\,\mathrm{V} \quad (4.4)$$

$$\text{1 Liter} : \mathrm{U_2} = 5\,\mathrm{V}\frac{34\,\mathrm{k\Omega}}{32,45\,\mathrm{k\Omega} + 34\,\mathrm{k\Omega}} = 2,558\,\mathrm{V} \quad (4.5)$$

$$\text{2 Liter} : \mathrm{U_3} = 5\,\mathrm{V}\frac{34\,\mathrm{k\Omega}}{26,44\,\mathrm{k\Omega} + 34\,\mathrm{k\Omega}} = 2,813\,\mathrm{V} \quad (4.6)$$

$$\text{3 Liter} : \mathrm{U_4} = 5\,\mathrm{V}\frac{34\,\mathrm{k\Omega}}{22,75\,\mathrm{k\Omega} + 34\,\mathrm{k\Omega}} = 2,996\,\mathrm{V} \quad (4.7)$$

Nun kann man mit der Spannungsteilerformel die Widerstandsverhältnisse des Referenzspannungsteilers errechnen. Da der Strom I durch alle Widerstände gleich ist, kann man ihn herauskürzen. So erhält man keine

konkreten Werte mehr, sondern Verhältnisse.
Diese kann man nun mit einem beliebigen konstanten Faktor multiplizieren (alle Werte mit dem gleichen Faktor). Dies ist praktisch, um zum Beispiel den Strom in dem Spannungsteiler zu begrenzen und nicht zu viel Leistung zu verbrauchen. Durch einsetzen der Gleichungen ineinander erhält man die Werte:

$$U_1 = 2,138\,V = I(R_9) \Rightarrow R_9 : 2138 \tag{4.8}$$
$$U_2 = 2,558\,V = I(R_9 + R_8) \Rightarrow R_8 : 420 \tag{4.9}$$
$$U_3 = 2,813\,V = I(R_9 + R_8 + R_7) \Rightarrow R_7 : 255 \tag{4.10}$$
$$U_4 = 2,996\,V = I(R_9 + R_8 + R_7 + R_4) \Rightarrow R_6 : 182 \tag{4.11}$$
$$U_0 = 5\,V = I(R_9 + R_8 + R_7 + R_6 + R_5) \Rightarrow R_5 : 2005 \tag{4.12}$$

Zur Auswahl der Widerstände steht die E24-Reihe zur Verfügung, so dass die Abweichungen von den errechneten Werten nicht sehr groß sind.
Die Widerstandswerte werden folgendermaßen gewählt:

$\mathrm{R}_9 = 22\,\mathrm{k\Omega}$
$\mathrm{R}_8 = 4,3\,\mathrm{k\Omega}$
$\mathrm{R}_7 = 2,7\,\mathrm{k\Omega}$
$\mathrm{R}_6 = 1,8\,\mathrm{k\Omega}$
$\mathrm{R}_5 = 10\,\mathrm{k\Omega} + 10\,\mathrm{k\Omega}$

Der Strom im Spannungsteiler ist $\mathrm{I} = \frac{5\,\mathrm{V}}{\mathrm{R}_{ges}} \approx 0,1\,\mathrm{mA}$.
Für das Glas funktioniert die Berechnung im Prinzip genauso. (Zur Veranschaulichung siehe Abbildung 4.14 auf der gegenüberliegenden Seite - Der FSR ist in der Schaltung nicht zu sehen, da wir ihn als Signal vom Bus bekommen)
Mit einem leeren Glas belastet, gibt der FSR etwa $4\,\mathrm{k\Omega}$ aus. Damit das Signal 'Glas da' sicher auf High schaltet, rechnen wir aber mit $5\,\mathrm{k\Omega}$. Wenn ein volles Glas auf der Waage steht, ist der Wert $3\,\mathrm{k\Omega}$.
Als zweiten Widerstand im Spannungsteiler mit dem FSR wählen wir einen $4\,\mathrm{k\Omega}$ Widerstand.
Die Spannungen in dem Spannungsteiler mit dem FSR ergeben sich somit zu

$$\text{Glas da} : U_{da} = 5\,V \frac{4\,k\Omega}{5k\Omega + 4\,k\Omega} = 2,22\,V \tag{4.13}$$
$$\text{Glas voll} : U_{voll} = 5\,V \frac{4\,k\Omega}{3k\Omega + 4\,k\Omega} = 2,86\,V \tag{4.14}$$

Nun die Werte für den Referenzspannungsteiler:

$$U_{da} = 2,22\,V = I(R_3) \Rightarrow R_3 : 2220 \tag{4.15}$$
$$U_{voll} = 2,86\,V = I(R_3 + R_2) \Rightarrow R_2 : 638 \tag{4.16}$$
$$U_0 = 5\,V = I(R_3 + R_2 + R_1) \Rightarrow R_1 : 2140 \tag{4.17}$$

Als Widerstände aus der E24-Reihe werden gewählt:

$R_1$=22 $\mathrm{k\Omega}$
$R_2$=6,2 $\mathrm{k\Omega}$
$R_3$=22 $\mathrm{k\Omega}$

Der Strom im Spannungsteiler ist $\mathrm{I} = \frac{5\,\mathrm{V}}{\mathrm{R}_{ges}} \approx 0,1\,\mathrm{mA}$.

***Matthias Waschicek***

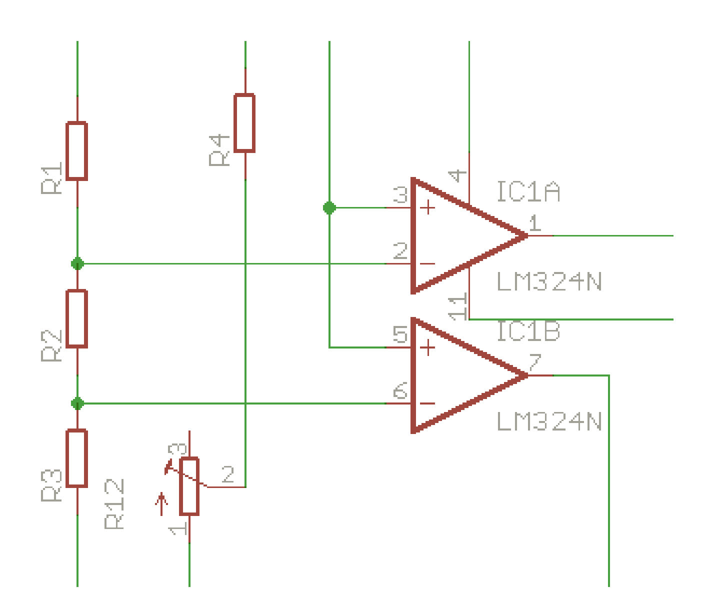



Abbildung 4.14: Schaltung zur Wiegung des Glases

## 3.3 Aufbau und Abgleichanleitung

Bei der Anbringung der Gewichtssensoren war es wichtig, einige Sachen zu beachten. Um möglichst konstante Messergebnisse zu erhalten, mussten wir einerseits gewährleisten, dass der Sensor vor Feuchtigkeit geschützt ist, da sonst seine offen liegenden Kontaktelektroden kurzgeschlossen werden. Andererseits muss das zu vermessende Objekt (Glas, bzw. Fass) immer an der gleichen Stelle stehen, da die Kennlinie des FSRs einer negativen Exponentialkurve ähnelt und somit eine kleine Änderung des Gewichtes, eine große Änderung des Widerstandes und somit des Ergebnisses bewirken kann. Da wir keine Mechaniker sind, haben wir den Gedanken einer selbstgebauten Wiegevorrichtung für das Fass ziemlich schnell verworfen. Unsere erste Überlegung war, dass wir den Drucksensor direkt unter dem Fass anbringen, um nur das Gewicht des Partyfasses zu wiegen. Die Kühlakkus, welche um das Fass gelegt werden, bilden aber nach einiger Zeit Kondenswasser auf dem Boden des Gehäuses. Dadurch liegt der Sensor im Wasser und würde aufgrund des vermutlichen Kurzschlusses keinen Widerstand haben und zwecklos sein. Somit hatten wir nur noch die Möglichkeit, den FSR-Sensor unter dem kompletten Gehäuse zu befestigen. Da wir das aber unter einem der vier Standfüße taten, stand das Gehäuse instabil und wir bauten deshalb mit zwei extra Gummifüßen eine 3-Punkt-Auflage. Das Problem bei dieser Variante war, dass wir jedes Extragewicht des Gehäuses (Motor, Abstandssensorik, usw.) mitberechnen mussten, damit die Messung beim fertigen Projekt auch einwandfrei funktioniert.
Aufgrund der unterschiedlichen Fortschritte der Teilgruppen mussten wir mit unserer Messung der Füllstände warten, bis alle Teilgruppen mit ihrer Schaltung und Anbringung am Gehäuse fertig waren. Erst als das Gehäuse komplett fertig war (das heißt mit allen An- und Aufbauten), konnten wir die Widerstände des Gewichtssensors bei verschiedenen Füllständen aufnehmen und die theoretisch berechneten Widerstände unseres Spannungsteilers dementsprechend korrigieren und anpassen.
Das Element, welches auf den FSR drückt, sollte kleiner sein, als seine aktive Fläche, weil sonst ein Teil des Gewichtes, vom Sensor nicht gemessen wird. Um dieses zu gewährleisten, mussten wir für das Glas auf eine selbstgebaute Waage zurückgreifen. Nach einigen Überlegungen und Inspirationen von Mechanikern ließen wir uns einen Zylindertopf mit einer passenden Kunststoffscheibe bauen. Unter dieser Scheibe haben wir den Gewichtssensor für das Glas befestigt (siehe Abbildung 4.15 auf der folgenden Seite). Zwei Gummidichtungen sorgen dafür, dass der Sensor vor Feuchtigkeit geschützt ist. Damit das Einheitsglas auf der etwa 75 mm großen Abstellfläche genau in der Mitte steht, wurde eine Vertiefung von 4 mm hineingedreht. Somit steht das Glas immer an der gleichen Stelle.
Die Schaltung ist schon fertig abgeglichen, aber falls es zu einer Änderung kommt, z.B. durch Austauschen des Sensors oder Einheitsglases, muss die Schaltung angepasst werden. Dazu kann man mit den Potentiometern für das Glas (R12) oder Fass (R13) den Widerstandswert verändern, welcher in Reihe zu dem FSR liegt. Wenn man zum Beispiel den Widerstandswert des Potentiometers für das Glas (R12) erhält, fällt weniger Spannung

über den Gewichtssensor ab und das „Glas voll“-Signal wird früher geschaltet.

## 3.4 Schnittstellenbelegung und -spezifikation

Die Schnittstellen unserer Schaltung entsprechen denen, die von den Schnittstellenbeauftragten festgelegt und im Forum veröffentlicht wurden (siehe dazu die Busbelegung). Diese sind zum einen die 5 V Versorgungsspannung (Pin 4), Ground 5 V (Pin 5), sowie die Signale der externen Gewichtssensoren für das Glas (Pin 21) und das Fass (Pin 25). Diese Signale nehmen wir vom Bus. Das Signal „Glas voll“ geben wir an den Pin 19. Des Weiteren geben wir die Ausgangssignale der Komperatoren, welche zur Fassmessung dienen, an die Pins 13 (0 l), 14 (› 0 l), 15 (› 1 l), 16 (› 2 l) und 17 (› 3 l). Diese Signale haben nur einen „High“- oder „Low“-Pegel und werden von der Gruppe 5 für ihre Fass-Füllstandsanzeige benötigt.

| Art | Name | Signal | Pin |
|---|---|---|---|
| cline Eingang | Versorgung | 5 V | 4 |
| Eingang | Masse | 0 V | 5 |
| Eingang | Glas-Sensor | 3 kΩ -2 MΩ | 21 |
| Eingang | Fass-Sensor | 3 kΩ -2 MΩ | 25 |
| Gruppenintern | Glas ’da’ | 0 V/3,8 V | |
| Gruppenintern | Glas ’voll’ | 0 V/3,8 V | |
| Ausgang | Glas ’voll’ | 0 V/3,8 V | 19 |
| Ausgang | Fass ’leer’ | 0 V/3,8 V | 13 |
| Ausgang | Fass ’ 0 l’ | 0 V/3,8 V | 14 |
| Ausgang | Fass ’ 1 l’ | 0 V/3,8 V | 15 |
| Ausgang | Fass ’ 2 l’ | 0 V/3,8 V | 16 |
| Ausgang | Fass ’ 3 l’ | 0 V/3,8 V | 17 |

Tabelle 4.6: Schnittstellen

## 3.5 Abbildungen



Abbildung 4.15: Sensor in der Waage für das Glas

***Steffen Schäperkötter***

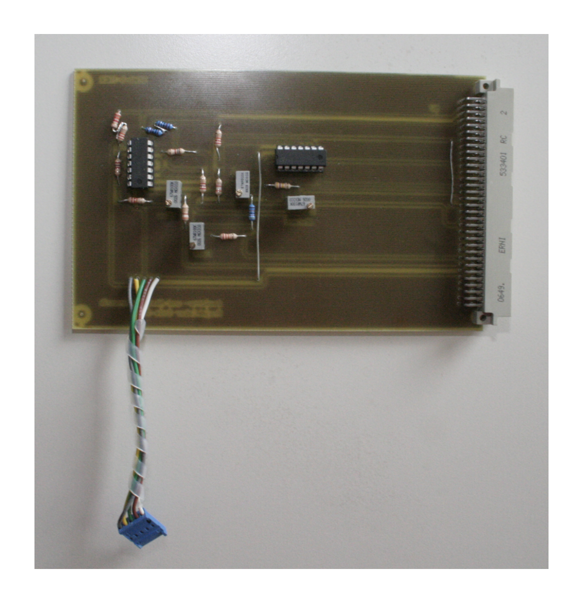


Abbildung 4.16: Platine der Gewichts- und Abstandssensorik

# 4. Servosteuerung

In der Gruppe 4 sind Marc Bathe-Peters und Guido Hintze der Untergruppe Servosteuerung und Bewegen des Zapfhahn zugeteilt. Unsere Aufgabe bestand darin, das Zapfen des Bieres elektrisch zu realisieren, das heißt wir haben uns darum gekümmert, dass der Zapfhahn elektrisch betätigt wird abhängig von dem Signal, welches gruppenintern geliefert wird. Der Servomotor den wir zum Zapfen des Bieres benutzen, ist im Deckel des Zapfapparats eingebaut und mit Hilfe einer kleinen Stange als Verbindung zwischen Zapfhebel und Servomotor wird die Hahnposition durch Motordrehung verändert. Bewegt der Servomotor sich nach links, geht der Hebel in die Neutralsstellung (Zapfhahn geschlossen). Wenn der Servomotor nach rechts dreht, schiebt er den Zapfhebel nach vorn und der Zapfhahn ist offen.

***Guido Hintze***

## 4.1 Theorie

Zum bewegen des Zapfhahns haben wir einen Servomotor benutzt, welcher im Deckel des Zapfapparats eingebaut wird und den Hahn mittels Strebe nach vorn drückt (Zapfhahn offen) bzw. ihn nach hinten zieht (Zapfhahn geschlossen). Hierzu haben wir uns zuerst mit dem Servomotor beschäftigt, und vor allem, wie er betrieben werden muss. Der Servomotor benötigt eine Betriebsspannung von $+5\,\mathrm{V}$ und ein Steuersignal in Form von Impulsen, die mittels Pulswellenmodulation generiert werden. Mit Hilfe dieses Signals wird der Auslenkwinkel des Motors festgelegt. Der Servomotor benötigt somit drei Anschlussleitungen: $+5\,\mathrm{V}$, Ground und Steuersignal.

Mittels der Pulsweitenmodulation ist es möglich, ein Rechtecksignal mit einer bestimmten Impulsweite zu generieren. Für den Servomotor benötigen wir eine Pulsbreite von $0{,}6\,\mathrm{ms}$ und $1{,}9\,\mathrm{ms}$ bei einer Periodendauer von $18\,\mathrm{ms}$ für die entsprechende Bewegung des Motor um etwa $-60°$ (Impulsbreite $0{,}6\,\mathrm{ms}$) bzw. $+60°$ von der Mittelstellung ($90°$) des Servos ausgehend.
Um dieses Signal zu erzeugen, haben wir einen einen Komparator benutzt, an dessen positiven Eingang wir eine Gleichspannung (Vergleichsspannung) anlegen und am invertierenden Eingang (negativer Eingang) eine Sägezahnspannung als Eingangssignal einspeisen. Ist die Sägezahnspannung am negativen Eingang kleiner als die Vergleichsspannung am anderen Eingang des Komparators, liegt am Ausgang des Komparators etwa die Betriebsspannung des Komparators an, also eine logische Eins. Ist die Spannung des Sägezahnsignals größer als die Vergleichsspannung, liegt am Ausgang eine logische Null an. Somit generieren wir das erforderliche Rechtecksignal für unseren Servo.

Um einen Sägezahn zu generieren, haben wir uns eine Verschaltung mit dem Timer NE555 entschieden. Dieser



Abbildung 4.17: Position der Glaswaage vor dem Fass

ist als astabile Kippstufe aufgebaut. In dieser Schaltungsvariante lässt sich die Periodendauer und hiermit verbunden die Dauer der steigenden und fallenden Flanke des Sägezahnsignals leicht durch Dimensionsänderung der Widerstände und des Kondensators variieren und zudem die von uns gewünschte Periodenlänge von 18ms zur Ansteuerung des Servos herstellen. Die Sägezahnspannung ist bei der Beschaltung mit dem NE55 nicht linear, sondern hat einen leicht exponentialen Charakter. Dies ist für unseren Anwendungsfall jedoch unerheblich. Abbildung 4.19 auf Seite 119 zeigt die typische Optik eines Sägezahnes.

Der IC besitzt 8 Anschlüsse. Dabei ist der Pin 1 der Masseanschluss und an Pin 8 liegt die Versorgungsspannung ($+15\,\mathrm{V}$) an. Pin 2 ist der Trigger ,der die interne Kippstufe im NE555 setzt, wenn eine Spannung kleiner als 1/3 der Betriebsspannung anliegt. Der Pin 3 ist der Ausgang des NE555, an dem z.B. in der Schaltvariante der astabilen Kippstufe ein Rechtecksignal herauskommt. Dieses nutzen wir jedoch nicht für unser PWM-Signale. Da wir variable Pulsbreiten benötigen, können wir das Signal für den Servomotor hier nicht abgreifen. Den Ausgang schließen wir somit mittels Widerstand auf Masse. Der Pin 4 (Reset) schaltet nur, wenn er auf Masse geschaltet wird und setzt somit den inneren FlipFlop zurück. In unserer Schaltung wird dieser jedoch an die Betriebsspannung angeschlossen, womit er also die Funktion des Resets nicht vollzieht. An dem Pin 5 wird die Referenzspannung angeschlossen, die stabilisierbar und kontrollierbar ist. An der Schaltschwelle oder auch Treshold (Pin 6) wird die innere Kippstufe zurückgesetzt, wenn hier mehr als 2/3 der Betriebsspannung anliegen. Der Pin 7 wird immer dann auf Masse geschaltet, wenn der Ausgang (Pin 3) auf Masse liegt und ermöglicht somit das Auf- und Entladen des Kondensators und damit das zurückkippen der inneren Kippstufe.Deser Pin auch als „Discharge“ (entladen) bezeichnet.

In der Beschaltung des NE555 ist ein Kondensator C2 an Pin 5 angeschlossen und auf Masse gelegt, um den Baustein vor Spannungsspitzen zu schützen. Die Pins 6 (Treshold) und der Trigger sind miteinander verbunden. Der Kondensator C1 ist im Einschaltmoment noch entladen. Dadurch ist die Spannung am Trigger noch unter 1/3 der Betriebsspannung und der Ausgang wird auf Vcc gesetzt. Der Kondensator lädt sich über die beiden Widerstände R1 und R2 immer weiter auf (wobei am Ausgang (Pin 3) immer noch die Betriebsspannung anliegt), bis die Spannung am Trigger über 2/3 der Betriebsspannung angestiegen ist. Dann schaltet der Treshold den Ausgang des NE555 auf 0 V und den Discharge (Pin 7) auf Masse und der Kondensator entlädt sich über dem Widerstand R2. Je nachdem wie ich den Widerstand R2 wähle, variiert die Entladezeit, d.h. bei einem kleinen

Widerstand fließt ein größerer Strom und damit entlädt sich der Kondensator schneller und die Entladekurve wird steiler. Der Kondensator entlädt sich nun so lange, bis die Spannung unter 1/3 der Betriebsspannung gesunken ist und somit die innere Kippstufe setzt. Danach lädt sich der Kondensator wieder auf und der Vorgang beginnt von vorn.
Da wir ja nicht das feste Rechtecksignal aus dem Ausgang nehmen möchten, sondern die Pulsweite variieren soll, legen wir den Ausgang über einen Lastwiderstand auf Masse, da dieser nicht offen bleiben kann.
Unsere Sägezahnspannung greifen wir zwischen dem Kondensator und dem Widerstand R2 ab und führen dieses zu dem schon oben erwähnten Komparator (LM324) um mit dessen Hilfe dann das gewünschte Rechtecksignal zu erhalten.
Nun zur Teilschaltung mit dem Transistor. Wir wollen das Rechtecksignal mit jeweils verschiedenen Pulsweiten (0,6 ms und 1,9 ms), d.h. die Spannung, die am positiven Eingang des Komparators anliegt, muss variieren, da die Sägezahnspannung eine konstante Amplitude hat. Diese Variation der Spannung realisieren wir mit einer Spannungsteilerschaltung und einem Transistor. Der Kollektor des Transistors führt zwischen die beiden Widerstände R4 und R5. Sowohl der Emitter als auch der Widerstand R5 liegen auf Masse. Die Vergleichsspannung, die an den Komparator geführt wird, fällt über den Widerständen R5 und R4 ab. Von der Steuerung bekommen wir ein Signal. Zum einen 0 V (logische Null) und 5 V (als logische Eins). Das 0 V Eingangssignal repräsentiert "nicht Zapfen", d.h der Zapfhahn ist zu und wiederum der Servomotor steht auf der linken Position (minus 60° entspricht der Impulsweite von 0.6 ms). In diesem Fall schaltet der Transistor nicht und somit fällt die Vergleichsspannung über beide Widerstände ab. Liegt nun das 5 V Signal an, schaltet der Transistor und der Widerstand R4 wird über den Kollektor-Emitter-Übergang auf Masse gezogen. Die Vergleichsspannung fällt somit nur noch über diesen Widerstand ab.
Nach diesen theoretischen Überlegungen und der Entwurfsarbeit, haben wir die Bauteile entsprechend unserer gewünschten Werte dimensioniert

***Guido Hintze***

## 4.2 Dimensionierung

Einen Servomotor kann man mittels Pulsweitenmodulation, kurz PWM, ansteuern. Damit der Servomotor sich aber auch so bewegt, wie er soll, muss eine bestimmte Pulsweite eingestellt werden. Diese wird über einen Komparator, den LM324, eingestellt. Als Eingangssignal dient einmal die Sägazahnspannung, die durch das Aufladen und Entladen des Kondensators am NE555 entsteht, und eine Referenzspannung, die von der Betriebsspannung über einen Spannungsteiler realisiert wurde.
Die Schaltung sieht folgendermaßen aus:

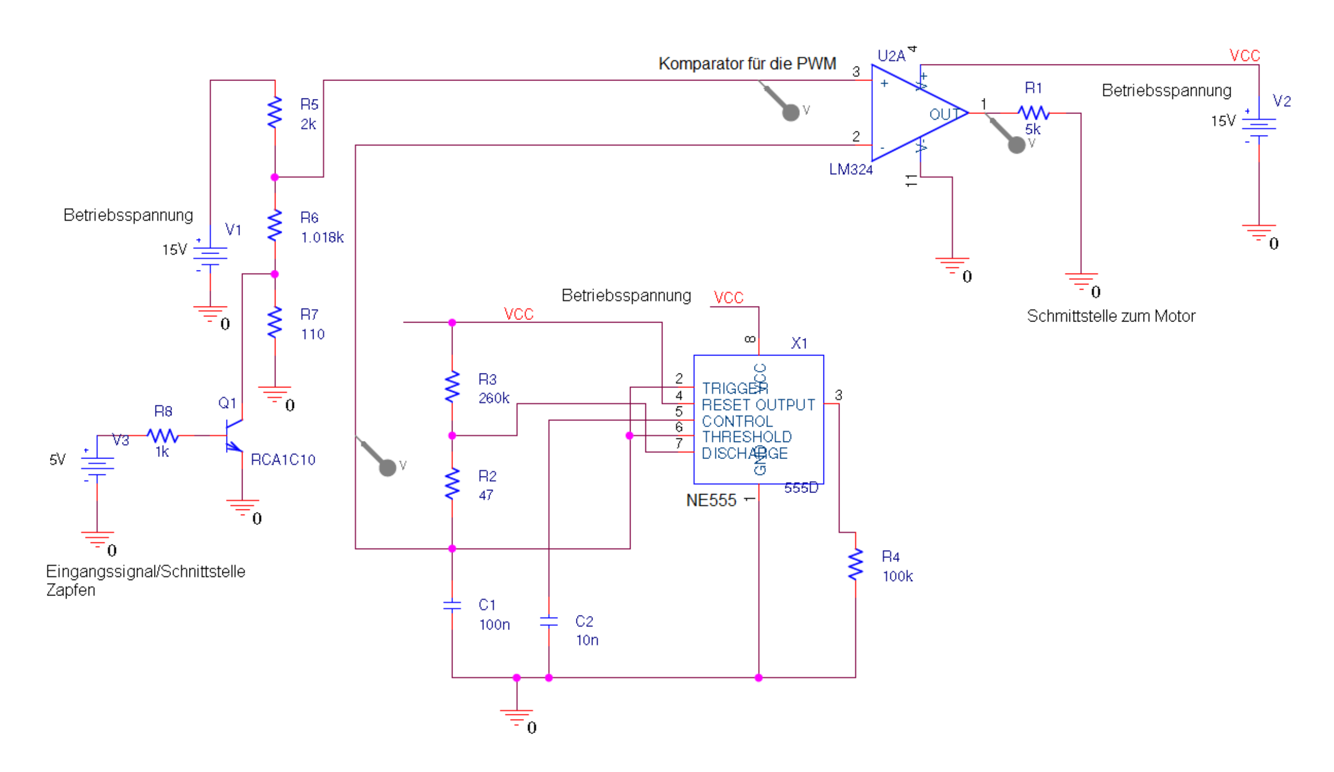



Abbildung 4.18: Schaltung zur Ansteuerung des Servos

Die Schaltung besitzt zum einen die Schnittstelle zur Versorgungsspannung, die den LM324 und den NE555 versorgt und zum Anderen besitzt sie die Schnittstelle zur Schnittstellengruppe, die das Eingangssignal zum umlegen des Hebels liefert. Die Versorgungsspannung wurde in unserer Schaltung durch die Spannungsquellen V1 und V2, welche 15 V betragen, simuliert. Das Eingangssignal zur Ansteuerung des Motors wurde durch die die Spannungsquelle $V3 = 5$ V simuliert.
Nun muss die Periodendauer so eingestellt werden, dass der Servomotor damit etwas anfangen kann. Der Servomotor benötigt eine Periodendauer T von 18 ms. Diese setzt sich aus der ansteigenden ($t_1$) und abfallenden ($t_2$) Flanke der Sägezahnspannung zusammen. Folglich muss die Sägezahnspannung derart eingestellt werden. Das macht man über die beiden Widerstände und den dazu in Reihe geschalteten Kondensator am NE 555 (siehe Abbildung 4.18). Zur Berechnung der Zeiten gelten folgende Formeln:

$$T = t_1 + t_2$$
$$t_1 = C_1 \cdot ln(2) \cdot (R_2 + R_3)$$
$$t_2 = C_1 \cdot ln(2) \cdot R_2$$

Die fallende Flanke soll sehr klein gewählt werden. Deshalb muss $R_2$ sehr klein gewählt werden. Für $R_2$ wurde 47 Ω gewählt. Für $C_1$ haben wir 100 nF gewählt. Damit ergibt sich laut der obigen Formeln für die Zeit der fallenden Flanke $t_2 = 3.26\,\mu s$. Um auf eine Periodendauer von 18 ms zu kommen wurde $R_3$ zu 260 $k\Omega$ gewählt, was die Zeit für die steigende Flanke von ungefähr 18 ms ergibt. Da nun die Periodendauer eingestellt ist, kann nun der Kondensator $C_2$, der dafür sorgt, dass die Schaltung nicht schwingt, auf 10 nF eingestellt werden. Die Widerstände $R_2, R_3$ wurden in unserer Schaltung durch Trimmpotentiometer realiesiert.
Nun soll das Referenzsignal für den Komparator zur Erzeugung des PWM Signals eingestellt werden. Wie schon erwähnt wurde die Referenzspannung über einen Spannungsteiler realisiert. Um das Referenzsignal zu dimensionieren musste jedoch erst einmal der Spannungsbereich, in dem sich das Referenzsignal bewegen sollte, ermittelt werden. Dazu haben wir den Sägezahn simuliert oder auf einem Oszilloskop ausgeben lassen und den Bereich abgelesen. Die Offsetspannung wurde zu 4,9 V bestimmt. Für den Maximalwert der Spannung wurden 9,7 V abgelesen. Also muss sich die Referenzspannung in diesem Spannungsbereich bewegen.
Die Idee war nun, solange kein Eingangssignal zum Umlegen des Hebels anliegt, die Betriebsspannung über

die Widerstände $R_5$, $R_6$ und $R_7$ zu teilen (siehe obere Schaltung). Sobald jedoch das Eingangssignal anliegt, also am Transistor anliegt, wird dieser leitend und schaltet auf Masse durch, was $R_7$ überbrückt. Dadurch verändert sich das Referenzsignal, der Motor wird anders angesteuert und bewegt sich dementsprechend. Mit einem Servortester haben wir ausgetestet, welche Stellzeiten benötigt werden. Damit sich der Servomotor nach ganz links bewegt benötigt man eine Pulsbreite von 0,6 ms. Für die Position rechts muss eine Pulsbreite von 1,9 ms erzeugt werden. Um die Zeiten in Spannungen für die PWM umzurechnen kamen wir zu folgenden Überlegungen.
Die steigende Flanke kann, obwohl sie nicht ganz linear ansteigt, als linear angenommen werden. Somit kann man eine Geradengleichung für die Spannung in Abhängigkeit der Zeit aufstellen (siehe Abbildung 4.19).

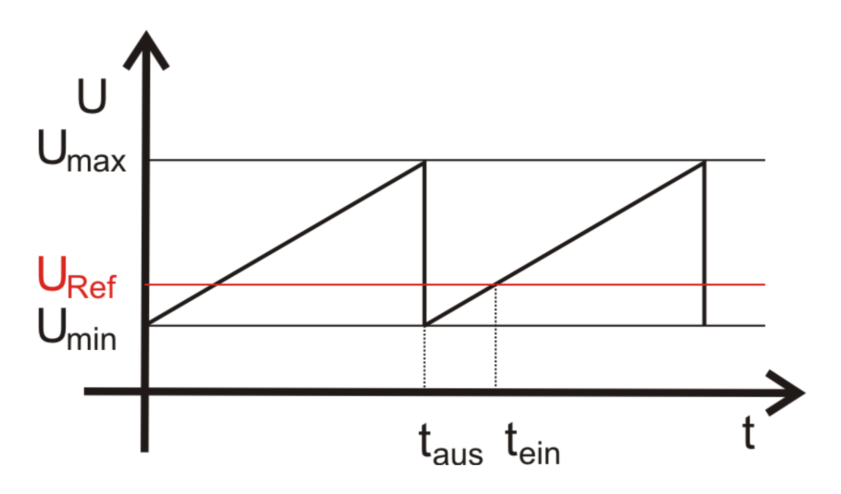



Abbildung 4.19: Sägezahn

Für die Geradengleichung ergibt sich folgende Formel:

$$u(t) = \frac{U_{max} - U_{min}}{T} \cdot t + U_{min}$$

Für die Werte

$$\begin{aligned} U_{max} &= 9,7V \\ U_{min} &= 4,9V \\ T &= 18ms \\ t_{links} &= 0,6ms \\ t_{rechts} &= 1,9ms \end{aligned}$$

ergeben sich folgende Spannungen:

$$\begin{aligned} u_{links}(t) &= \frac{9{,}7V - 4{,}9V}{18ms} \cdot 0,6ms + 4,9V = 5,06V \\ u_{rechts}(t) &= \frac{4{,}8V}{18ms} \cdot 1,9ms + 4,9V = 5,41V \end{aligned}$$

Um die Widerstände auszurechnen wurde der Spannungsteiler verwendet. Dabei wurde $R_5$ auf $2k\,\Omega$ frei gewählt. $R_6$ und $R_7$ wurden wie folgt berechnet:

1. Fall:
Transistor ist nicht durchgeschaltet, $U_B = 15\,V$.

$$\frac{U_B}{u_{rechts}(t)} = \frac{R_5+R_6+R_7}{R_6+R_7} \Rightarrow R_6 + R_7 = \frac{R_5}{\frac{U_B}{u_{rechts}(t)}-1} = 1,128k\Omega$$

2.Fall:
Der Transistor schaltet durch, d.h. $R_7$ ist nicht mehr wirksam(Für die Simulation reicht es, wenn man die Rechnung ohne $R_7$ durchführt, in der Praxis muss man darauf achten, dass $R_7$ zum Transistor, der in der Realität auch einen Widerstand hat, parallel geschaltet ist.).

$$\frac{U_B}{u_{links}(t)} = \frac{R_5+R_6}{R_6} \Rightarrow R_6 = \frac{R_5}{\frac{U_B}{u_{links}(t)}-1} = 1,018k\Omega$$

Daraus ergibt sich:

$$R_7 = \quad 1,128k\Omega - 1,018\Omega = 110\Omega$$

Um diese teilweise krummen Widerstandswerte zu verwenden und um für die Praxis noch etwas verstellen zu können, haben wir für $R_5$ und $R_6$ jeweils einen Trimmer verwendet. Schließlich wurde nach dem Komparator noch $R_1 = 5\Omega$ gesetzt, um den Motor als Last zu simulieren. Für die Simulation wurde auch noch ein Widerstand $R_8 = 1k\Omega$ verwendet (siehe Abbildung der Schaltung).

### 4.3 Abgleich der Schaltung

Nach der Dimensionierung haben wir die Werte in die Simulation eingegeben und erhielten für eine Eingangsspannung am Transistor und ohne Eingangsspannung am Transistor folgende Plots:

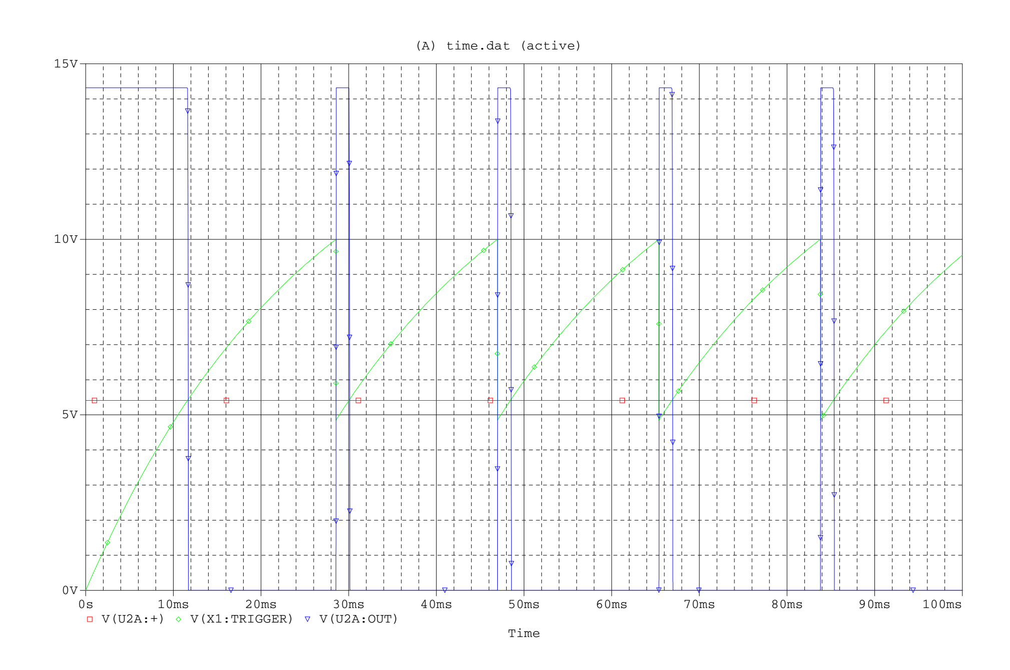



Abbildung 4.20: PWM Signal ohne Eingangsspannung

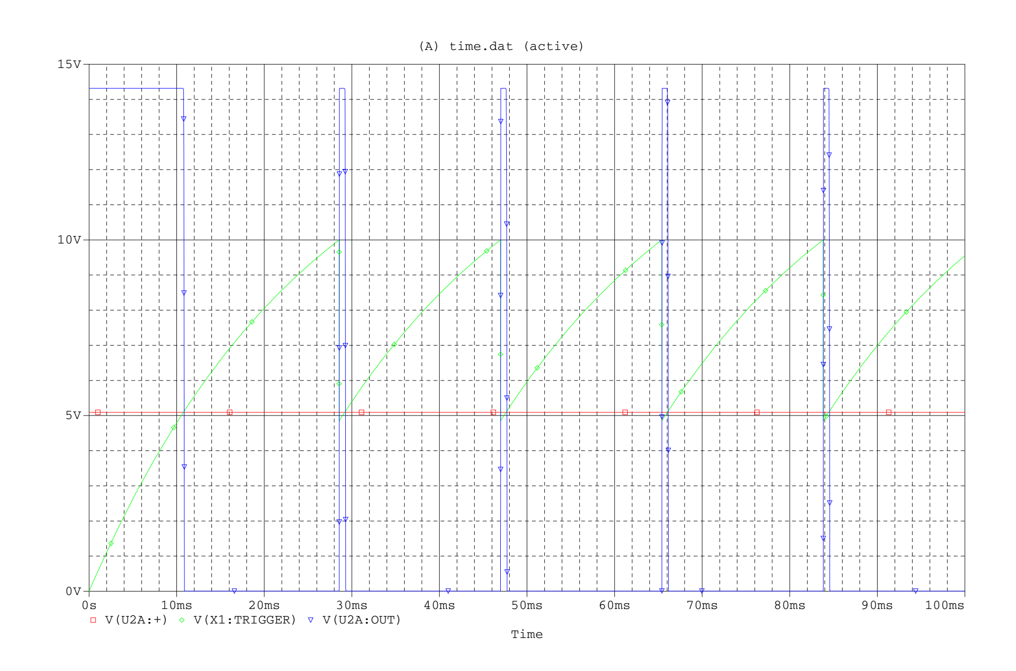



Abbildung 4.21: PWM Signal mit Eingangsspannung

Abbildung Abbildung 4.20 auf der gegenüberliegenden Seite und Abbildung 4.21 zeigen die Sägezahnspannung, die Rechteckspannung mit entsprechender Pulsweite und die Vergleichsspannung für den Komparator. Man erkennt, dass die Sägezahnspannung (grün dargestellt) in beiden Diagrammen eine Einschwingzeit benötigt. Diese Beträgt ungefähr 11 ms. In Abbildung Abbildung 4.20 auf der gegenüberliegenden Seite, welche die Pulsweite für kein am Transistor anliegendes Signal (zum Zapfen) darstellt, liegt die Vergleichsspannung (rot) bei 5,41 V. Die Pulsbreite ist wie berechnet 1,9 ms. Man erkennt weiterhin, dass die Sägezahnspannung ungefähr zwischen $\frac{1}{3}$ ($\approx$ 5 V hier 4,9 V) und $\frac{2}{3}$ (10 V) der Betriebsspannung verläuft. Man sieht sehr deutlich, dass sie die Pulse dort befinden, wo die Sägezahnspannung unter die Vergleichsspannung fällt. Die steigenden und fallenden Flanken des Rechtecks befinden sich dort, wo sich die Sägezahnspannung und die Vergleichsspannung überlagern. Auch in Abbildung Abbildung 4.21, welche die Pulsweite mit einem am Transistor anliegenden Eingangssignal darstellt, sind diese Verhältnisse ebenso zu finden. Jedoch beträgt die Verlgeichsspannung hier nur 5,06 V und eine Pulsweite von 0,6 ms.
Berechnung und Simulation stimmen somit sehr gut überein.
Nun wurde die Schaltung aufgebaut und die Werte wie berechnet eingesetzt. Dabei stellte sich heraus, dass die Pulsbreiten nicht ganz den berechneten Werten entsprachen. Die Pulsbreite befand sich zwar in der Nähe der berechneten Werte, jedoch traten Abweichungen von einigen $\mu m$ auf. Also mussten die Werte für die Potentiometer nachjustiert werden. Die Nachjustierung nahmen wir an der Vergleichsspannung vor, die verändert werden musste. Um die Vergleichsspannung zu verändern, mussten die Potentiometer $R_6$ und $R_7$ verstellt werden. Nachdem wir für $R_7$ noch ein Potentiometer statt einem festen Widerstand eingelötet hatten. Anschließend haben wir über $R_6$ die Pulsbreite bei einer Spannung am Transistor eingestellt, da dann der Transistor durchschaltet und $R_7$ überbrückt. Anschließend ließ sich die Pulsbreite von 1,9 ms (keine angelegte Spannung am Transistor) über $R_7$ einstellen. Man musste einige Male nachjustieren. Sobald beide Pulsweiten eingestellt waren, hatte sich die zuerst eingestellt wieder ein wenig verändert. Dass die Theorie und die Praxis nicht ganz übereinstimmten, lag möglicherweise auch an dem Transistor, der in der Realität doch einen, wenn auch geringen, Widerstandswert besitzt. Dadurch war der Widerstand größer als in der Theorie berechnet und die Zeiten für die Pulsbreiten hatten sich verändert. Somit musste man einige Male nachstellen, jedoch bekam man zum Schluss ein zufriedenstellendes Ergebnis.
Am Oszilloskop ergaben sich folgende Plots:

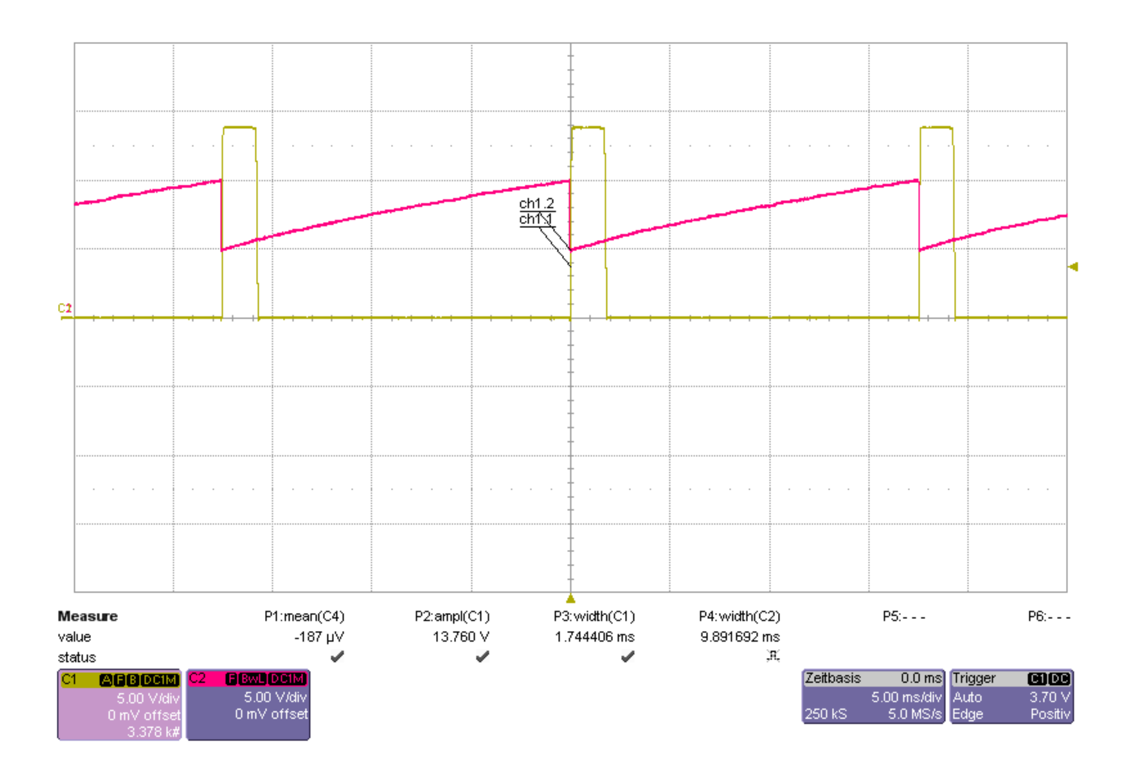



Abbildung 4.22: Plot der Sägezahnspannung bei einer Pulsbreite von 1,9ms

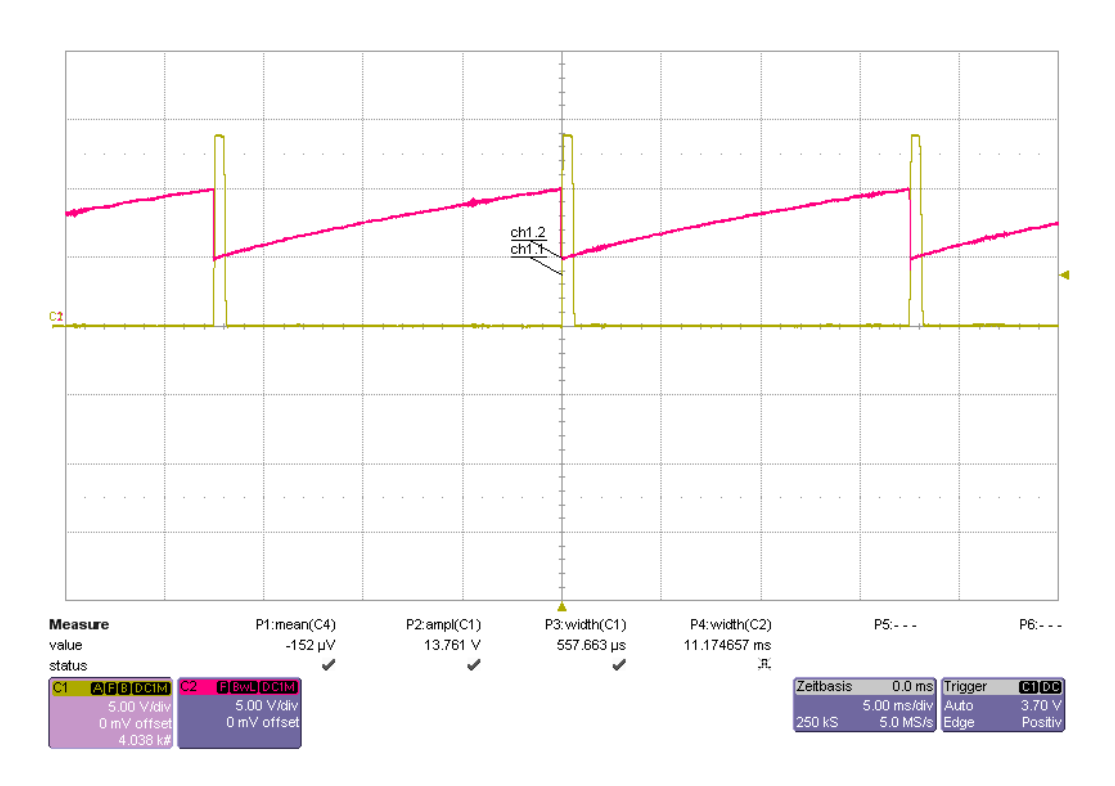



Abbildung 4.23: Plot der Sägezahnspannung bei einer Pulsbreite von 0,6ms

Die Widerstandswerte haben wir anschließend zu $R_6 = 987\Omega$ und $R_7 = 163,7\,\Omega$ gemessen.
Nun galt es noch den Motor anzuschließen und zu überprüfen, ob er sich mit den eingestellten Zeiten so bewegen würde, wie wir es vorher mit dem Servotester ausprobiert hatten. Nachdem der Motor dann angeschlossen war, bewegte er sich dann auch so, wie wir es vorher ausgemessen hatten. Für eine Pulsbreite von ungefähr 0,6 ms (0,56 ms) ( Abbildung 4.23) bewegte er sich nach links und für eine Pulsbreite von ungefähr 1,9 ms (1,74 ms) (Abbildung Abbildung 4.22) bewegte er sich nach rechts. Dabei legte er einen Winkel von ungefähr 100°-120° zurück.

Beim Zusammenschalten unserer Schaltung mit der Schnittstellengruppe musste an die Basis des Transistors noch ein Widerstand von $8,2k\ \Omega$ zur Strom- und Spannungseinstellung eingesetzt werden. Der Widerstand ist in der Schaltung mit $R_9$ gekennzeichnet. In der Simulation hat jedoch ein Widerstand von $1\ k\Omega$ gereicht.

***Marc Bathe-Peters***

## 4.4 Platine

Die Steuerschaltung für den Servomotor teilt sich eine Platine mit der Steurrungsgruppe. Der markierte Bereich (Abbildung 4.25) stellt die Schaltung für den Servomotor da.

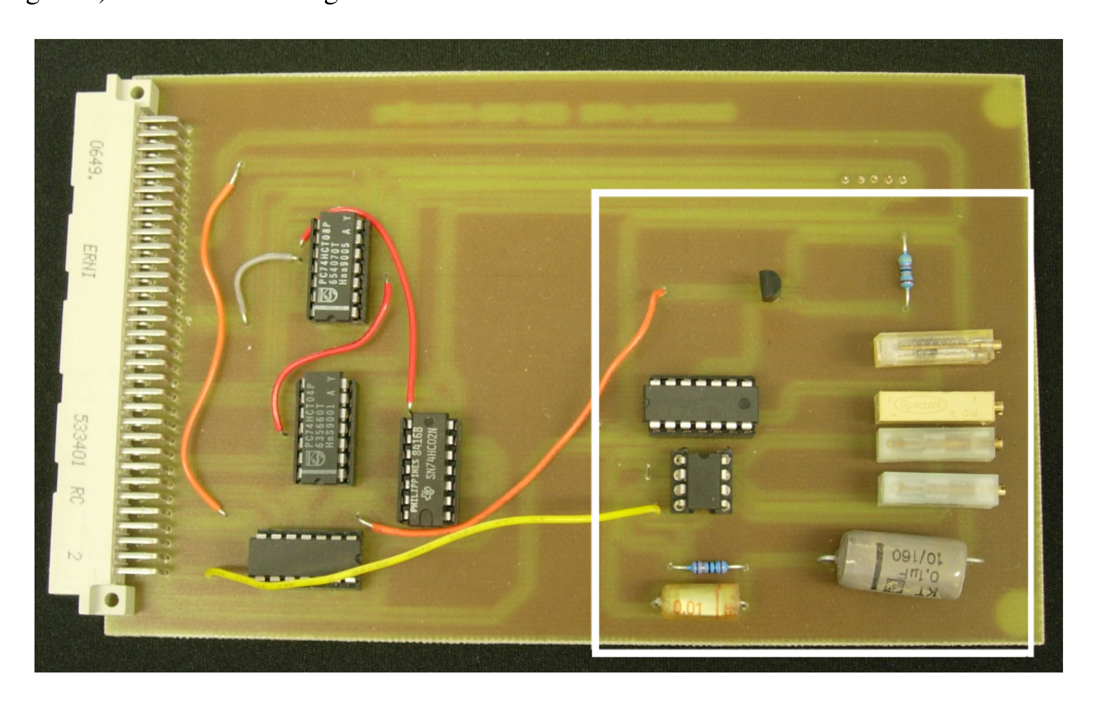


Abbildung 4.24: Bestückungsseite der Platine mit Steuerschaltung

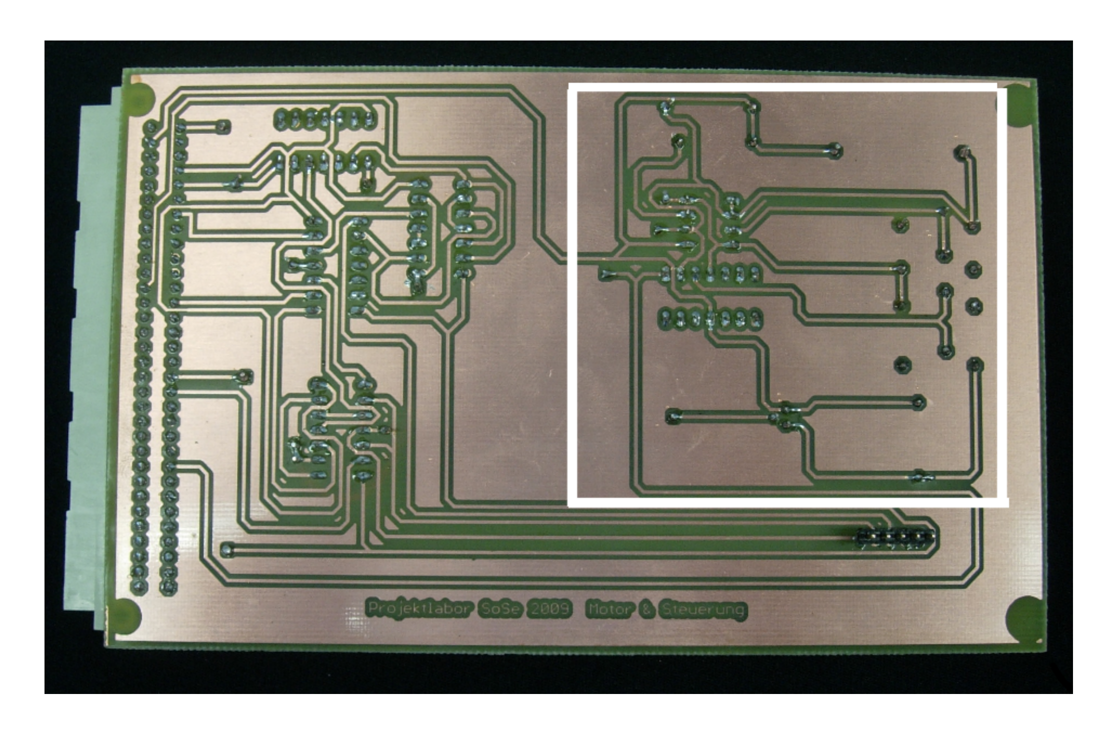



Abbildung 4.25: Layout-Seite der Platine mit Steuerschaltung für den Servo

## Gruppe 5
# Licht & Anzeige

## Inhaltsangabe

**Abstract:**
Wir sind für die Visualisierung sämtlicher Ergebnisse anderer Gruppen mittels Licht zuständig. So verrät die „Füllstandsanzeige Fass“ mit Hilfe beleuchteter Säulen auf der Tischfläche dem Benutzer den Füllstand des Bierfasses. An der Vorderfront des Tisches spiegelt die “Lichtorgel” den Anteil bestimmter Frequenzbänder in der Musik wider. Die „Getränkefüllstands- und temperaturanzeige“ teilt dem Benutzer anhand illuminierter Ringe um die Abstellflächen herum die Temperatur bzw. den Füllstand des gerade befüllten Bierglases mit.
Außerdem wird das Namensschild in der Rückwand des Tisches unabhängig von der Funktionalität anderer Schaltungen mit einem Wechsellicht beleuchtet. Die zusätzliche “Grundbeleuchtung” kann manuell gedimmt werden.

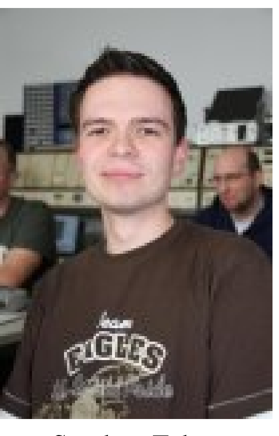
***Sophie Dunsing für die Gruppe 5***

**Die Mitglieder der Gruppe 5 waren:**

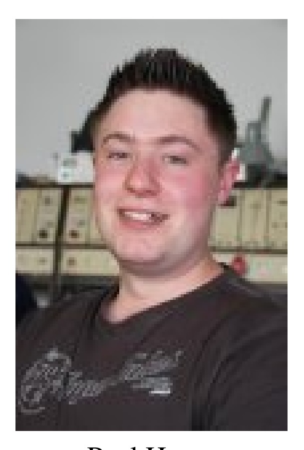




Sophie Dunsing



Stephan Fähse



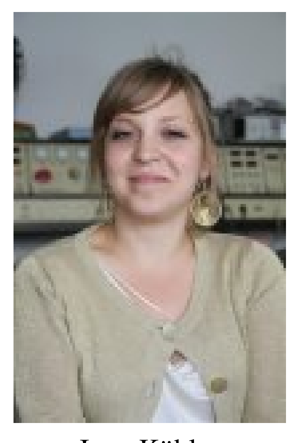
Paul Haase



Lillian Ho



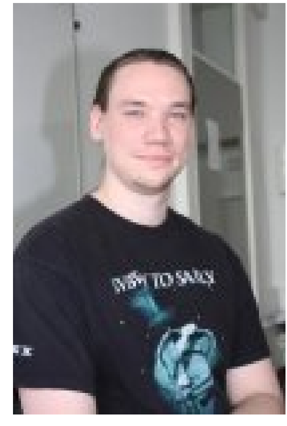
Jörg Jungblut



Inna Kübler



Meijun Liu



C. Ulrich Pötter



Kay Schütze



Björn H. Stallenberger



**Erik Liebig**

# 1. Lichtorgel

**Teilnehmer:** Inna Kübler, Sophie Dunsing, Paul Haase

Ziel unseres Teilprojekts ist die Realisierung einer Lichtorgel. Dazu wollen wir die Helligkeit von Leuchtdioden (LED) passend zur Musik variieren. Hierfür wird in Gruppe 3 „Sound“ (siehe dazu Abschnitt **??** auf Seite ??) das Musiksignal gefiltert und auf fünf Frequenzbereiche aufgeteilt. Für jeden Frequenzbereich gibt es je ein farbiges LED-Band bestehend aus 30 LEDs. Außerdem soll es einen „Lockmodus“ geben, bei dem die einzelnen LED-Bänder nacheinander regelmäßigen aufleuchten. Dafür gibt es ein Steuersignal von Gruppe 2 „Spannungsversorugung und Abstandmessung“, welches den Lockmodus aktiviert.

## 1.1 Pulweitenmodulation zur Dimmung von Leuchtdioden

Die Dimmung von LEDs stellt uns vor ein Problem, da die Strom- und Spannungskennlinie einer LED nicht linear verläuft. Daher ist die Änderung der Helligkeit über die Spannung nur schwer realisierbar. Eine sinnvolle Methode zur Dimmung von LEDs ist eine Pulsweitenmodulation (PWM), da diese uns die Möglichkeit einer linearen Helligkeitsregelung bietet. Bei der PWM wird eine Sägezahnspannung über einen Komparator mit einer Signalspannung (Sound-Signale) verglichen. Dabei entstehen Pulse variabler Weite bei konstanter Frequenz und Amplitude. Dieses Signal schalten wir auf einen Transistor (MOSFET), der die Betriebspannung der LEDs bei jeden Puls durchschaltet. Das bedeutet, dass wir nicht die Helligkeit der LEDs, sondern nur deren Leuchtdauer verändern. Dabei nimmt das menschliche Auge bei Frequenzen ab ca. 500 Hz diese Ein- und Auszeiten nicht als Blinken, sondern als Variation der Helligkeit wahr.

**Erzeugung der Sägezahnspannung**

**Entwurf** Wir haben zur Umsetzung den Timerbaustein NE555 als astabile Kippstufe verwendet, dessen Funktionsweise im Folgenden kurz erläutert wird. Der NE555 besteht aus zwei Komparatoren, einem R-S-FlipFlop

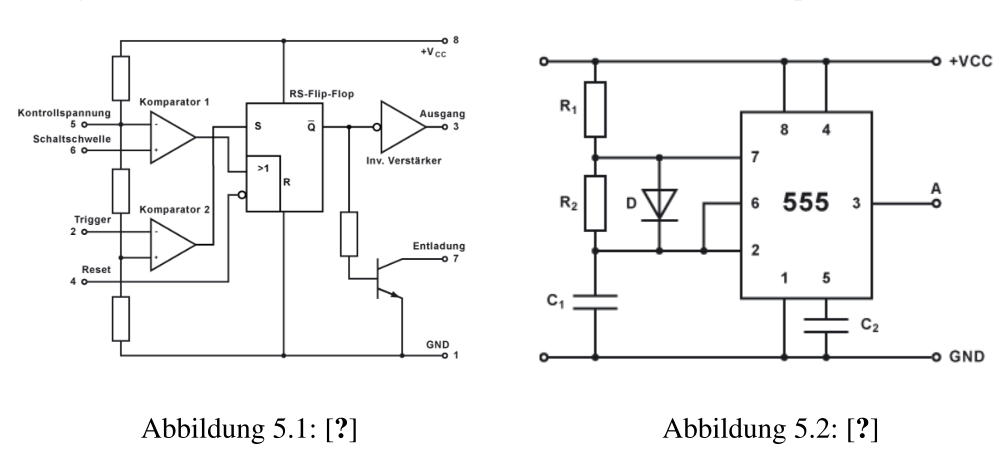



Abbildung 5.1: [?]

Abbildung 5.2: [?]

Abbildung 5.3: NE555 als astabile Kippstufe [?]

und einem symmetrischen dreiteiligen Spannungsteiler. Der erste Komparator kann das FlipFlop setzen, der zweite kann einen Reset ausführen. Die PINS 4 und 5 sind hier nicht relevant. Der invertierende Ausgang $\bar{Q}$ wird auf einen invertierenden Verstärker geschickt, dessen Ausgang über PIN 3 abgreifbar ist. Außerdem wird der Ausgang $\bar{Q}$ auf einen Transistor gegeben, der beim Anlegen eines „High“-Potentials den PIN 7 auf Masse durchschaltet. Das FlipFlop wird gesetzt, wenn am Trigger (PIN 2) eine Spannung $\frac{1}{3}\mathrm{U}_b$ (Versorgungsspannung $\mathrm{U}_b = \mathrm{V}_{cc}$) anliegt. Es wird zurückgesetzt, wenn an der Schaltschwelle (PIN 6) eine Spannung $>\frac{2}{3}\mathrm{U}_b$ anliegt. Für die astabile Kippstufe wird genau das ausgenutzt. Man schaltet einen Kondensator C1 zwischen Schaltschwelle (PIN 6), Trigger (PIN 2) und Masse. Dieser wird über die Widerstände $\mathrm{R}_1$, $\mathrm{R}_2$ geladen und entladen und realisiert so die Schaltspannungen. Wir betreiben die astabile Kippstufe in einer Abwandlung. (siehe Abbildung 5.4 auf der folgenden Seite)

**Umsetzung**

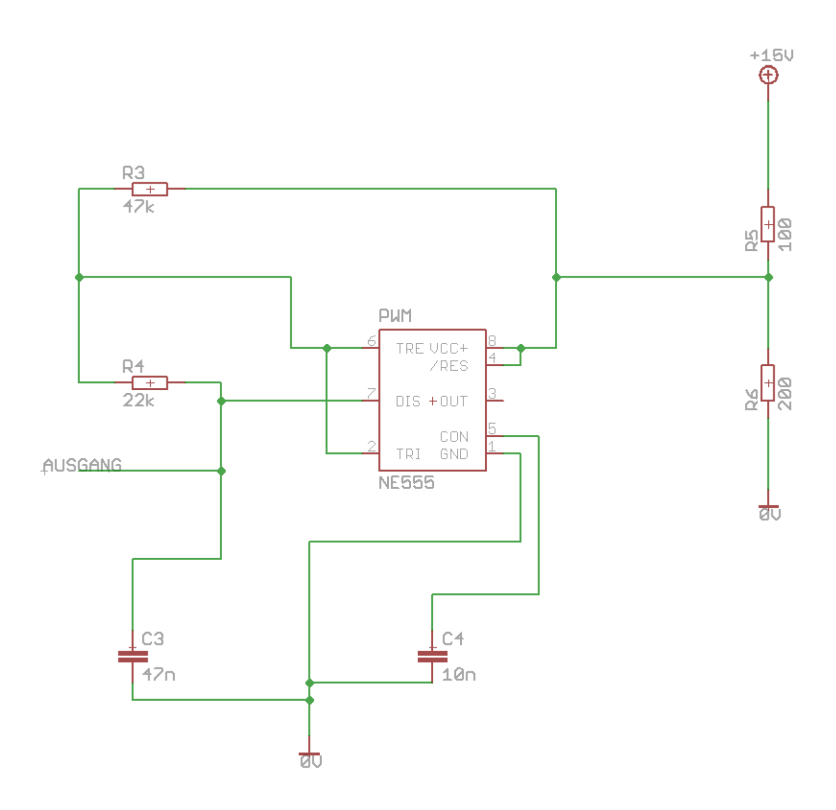



Abbildung 5.4: Dimensionierte Schaltung

Der Kondensator wird zwischen PIN 7 (Entladung) und Masse geschaltet, um das sofortige Entladen zu realisieren. Die Spannung, die über $\mathrm{R}_2$ liegt, wird auf die Pins 6 und 2 (Schaltschwelle und Trigger) gegeben. Damit erreichen wir, dass sich der Kondensator auch vollständig entlädt. Die Widerstände $\mathrm{R}_1$ und $\mathrm{R}_2$ werden, bei einer Versorgungspannung $\mathrm{U}_b$ von 10V, im Verhältnis 2:1 gewählt, was bewirkt, dass sich der Kondensator auf maximal 5 V auflädt. Dies erklärt sich folgendermaßen: Liegt über dem Kondensator eine Spannung von 5 V an, fällt über den Widerständen ebenfalls eine Spannung von 5 V ab, die sich in die Teilspannungen 3,3 V und 6,6 V aufteilt. Damit liegt an den Pins 2 und 6 (Schaltschwelle und Trigger) eine Spannung von 6,6 V an, was genau $\frac{2}{3}\mathrm{U}_b$ sind. Es wird der Entladevorgang ausgelöst. Wenn der Kondensator vollständig entladen ist, fallen über den Widerständen genau 10 V (=$\mathrm{U}_b$) ab. Diese teilen sich durch die Widerstände auf $\frac{2}{3}\mathrm{U}_b$ und $\frac{1}{3}\mathrm{U}_b$ auf, d.h. auf den Pins 2 und 6 liegt $\frac{1}{3}\mathrm{U}_b$ und der Ladevorgang wird ausgelöst. Damit ist über dem Kondensator eine Sägezahnspannung abgreifbar.

**Berechnung der Bauteile** Die Widerstände $\mathrm{R}_1$ und $\mathrm{R}_2$ müssen etwa im Verhältnis 2:1 vorliegen, wobei $\mathrm{R}_1$ etwas größer als $2 \cdot \mathrm{R}_2$ sein muss, um die Schaltspannungen zu überschreiten. Nun muss noch die Frequenz von 500 Hz realisiert werden. Dies geschieht über die Widerstände $\mathrm{R}_1$, $\mathrm{R}_2$, sowie über den Kondensator $\mathrm{C}_1$. Wir benötigen nun die Zeit, die der Kondensator zum Aufladen braucht; die Zeit zum Entladen des Kondensators kann hier vernachlässigt werden. Als Formel für den Ladevorgang gilt:

$$U_c = U_0 \left(1 - e^{\frac{-t_i}{\tau}}\right) \tag{5.1}$$

(*Abschlussbericht: Linerider Projektlabor WS 08/09*). Außerdem gilt:

$$U_0 = \mathrm{U}_b \tag{5.2}$$

Es muss nun die Zeit $t_i$ bestimmt werden, in der sich der Kondensator von 0 V auf $\frac{1}{2}\mathrm{U}_b = 5$ V auflädt.

$$\frac{1}{2}\mathrm{U}_b = \mathrm{U}_b\left(1 - e^{\frac{-t_i}{\tau}}\right) \implies t_i = ln(2) \cdot \tau = ln(2) \cdot \mathrm{C}_1(\mathrm{R}_1 + \mathrm{R}_2) \tag{5.3}$$

Man wähle den Kondensator $\mathrm{C}_1 = 47$ nF; die Impulsdauer $t_i$ muss dann für eine Frequenz von 500 Hz bei 2 ms liegen. Die Widerstände $R_1$ und $R_2$ müssen im Verhältnis 2:1 vorliegen. Für die Summe der Widerstände

ergibt sich ein Wert von $61{,}39\,\Omega$. Das bedeutet, dass $\mathrm{R}_1$ etwa $40\,\mathrm{k}\Omega$ und $\mathrm{R}_2$ $20\,\mathrm{k}\Omega$ betragen müsste. Als reale Werte bieten sich die Widerstände $\mathrm{R}_1 = 47\,\mathrm{k}\Omega$ und $\mathrm{R}_2 = 22\,\mathrm{k}\Omega$ an.
Über dem Kondensator $\mathrm{C}_1$ ist nun die geforderte Sägezahnspannung (Abbildung 5.5) am Ausgang (Abbildung 5.4 auf der gegenüberliegenden Seite) abgreifbar.

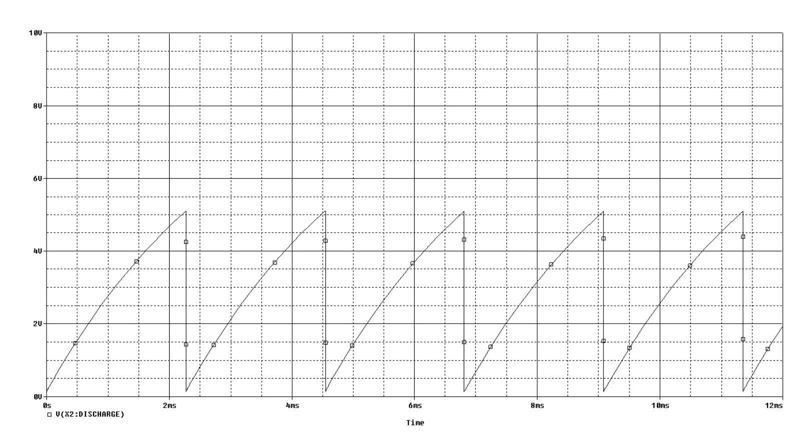



Abbildung 5.5: Sägezahnspannung

***Paul Haase***

## 1.2 Lockmodus

Um die die Bänder nacheinander aufleuchten zu lassen, verwenden wir einen Binärcounter vom Typ HEF 4017 BP. Um diesen mit einem Takt zu versorgen, wird der Ausgang (Pin 3) eines in monostabiler Kippschaltung betriebenen NE555 auf den Takteingang des Counters geschaltet. Die Pins 1..7 und 9..12 sind Ausgänge, wovon aber nur jeder zweite verwendet wird. Die Beschaltung des NE555 zur Erzeugung eines Taktsignals ähnelt der astabilen Kippstufe für die Sägezahnspannung.

**Schaltung**
Die Schaltung findet sich in Abbildung 5.6 auf der nächsten Seite.

**Entwurf** Beim Anlegen der Betriebsspannung $\mathrm{V}_{cc}$ ist der Kondensator $\mathrm{C}_1$ ungeladen, an Pin 2 und 6 liegt somit $0\,\mathrm{V}$ an. Am Trigger liegt also eine Spannung an, die kleiner als $\frac{1}{3}$ der Betriebsspannung ist. Der interne Komparator 2 hat am Ausgang eine positive Spannung und setzt das RS-Flip-Flop. Dadurch liegt am Ausgang eine Spannung größer null an, der interne Transistor sperrt - der Kondesator kann sich weiter aufladen.
Sobald die Kondesatorspannung $\frac{2}{3}\mathrm{V}_{cc}$ übersteigt, wird der erste Komparator aktiv und setzt das Flip-Flop auf 0 zurück. Damit liegt an der Basis des Transistors eine positive Spannung an und der Kondensator kann sich über den Widerstand $\mathrm{R}_2$ und Pin 7 entladen. Sinkt die Kondensatorspannung beim Entladen wieder unter $\frac{1}{3}\mathrm{V}_{cc}$, sperrt der Transistor und der Kondensator fängt von neuem an zu Laden.

Aus der Lade- und Entladekurve des Kondensators ergibt sich nun eine dreickförmige Spannung. Da sich der Kondensator auf höchstens $\frac{2}{3}\mathrm{V}_{cc}$ aufladen und auf von $\frac{1}{3}\mathrm{V}_{cc}$ entladen kann, befindet sich die Dreieckspannung zwischen $\frac{1}{3}$ und $\frac{2}{3}\mathrm{V}_{cc}$. Die Frequenz der Schaltung ist abhängig von den beiden Widerständen und der Kapazität. Sie kann mit Hilfe folgender Formeln bestimmt werden:

$$\mathrm{t}_i = 0{,}69 \cdot (\mathrm{R}_1 + \mathrm{R}_2) \cdot \mathrm{C}_1 \tag{5.4}$$

$$\mathrm{t}_p = 0{,}69 \cdot \mathrm{R}_2 \cdot \mathrm{C}_1 \tag{5.5}$$

Hierbei steht $\mathrm{t}_i$ für die Impuls-, also die Ladezeit, und $\mathrm{t}_p$ für die Pausen-, also die Entladungszeit. Es gilt weiter: $\mathrm{t}_i + \mathrm{t}_p = T$.
Für eine möglichst symmetrische Dreieckspannung gilt idealerweise auch $\mathrm{t}_i = \mathrm{t}_p$.
Einsetzen der Frequenz $1\,\mathrm{Hz}$ ergibt eine Periodenzeit von $\mathrm{T} = 1\,\mathrm{s}$. Um die Pausenzeit gegenüber der Impulszeit gering zu halten, wählen wir $\mathrm{t}_i = 0{,}7\,\mathrm{s}$ und $\mathrm{t}_p = 0{,}3\,\mathrm{s}$. Aus diesen beiden Gleichungen können nun, nach

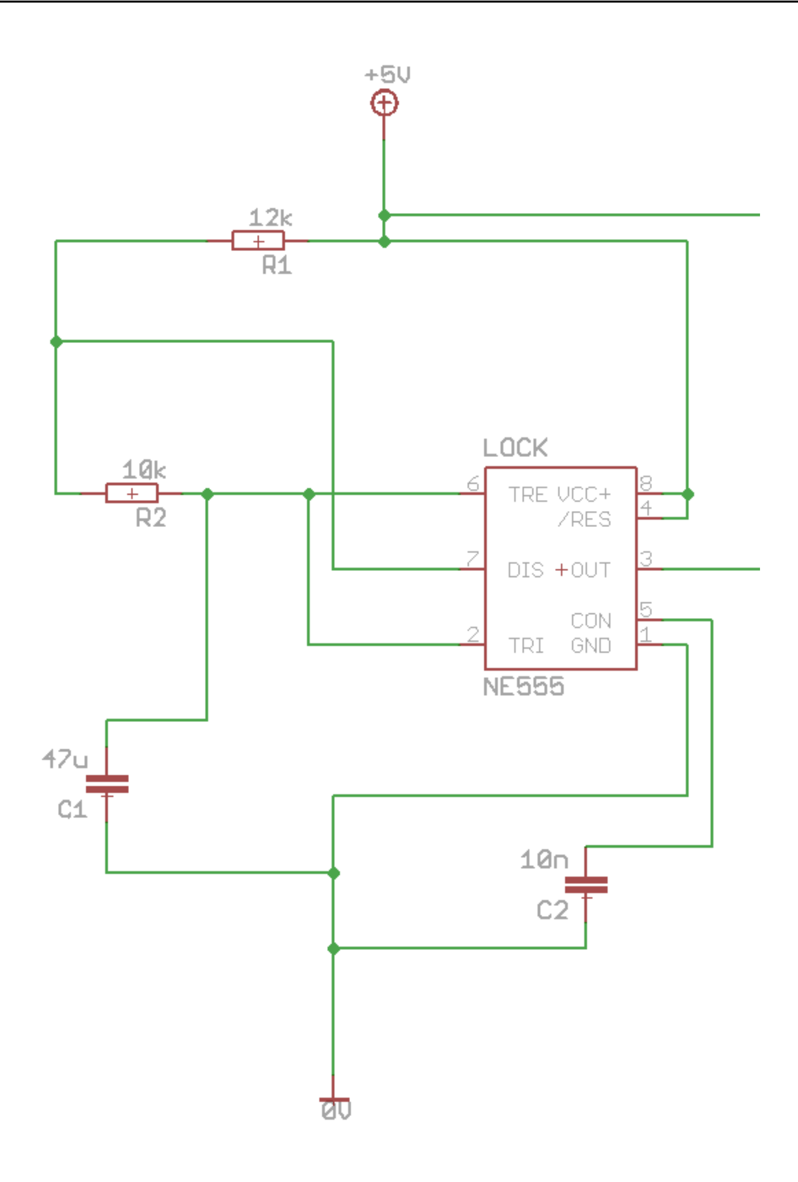



Abbildung 5.6: Dreieckspannung Schaltung

Festlegen der Kapazität des Kondensators, alle anderen Bauteile dimensioniert werden. Wählt man $\mathrm{C} = 47\,\mu\mathrm{F}$, ergeben sich die Werte: $\mathrm{R}_1 = 12\,\mathrm{k}\Omega$ und $\mathrm{R}_2 = 10\,\mathrm{k}\Omega$.

***Inna Kübler***

## 1.3 Multiplexer und Verstärker

Für die Auswahl des aktuellen Modus wird ein Multiplexer (MUX) vom Typ M47HC157B1 verwendet. Als Steuersignal dient das Lockmodussignal, liegt dieses Signal auf „High“-Potential (5 V), wird die PWM durchgeschaltet, bei einem „Low“-Signal (0 V) wird der Lockmodus aktiviert. Wir verwenden den Multiplexer, weil eine einfachere Realisierung, bei der beide Signale auf einen MOSFET geschaltet werden, aufgrund von Rückkopplungen nicht funktionierte.

Die Transistoren (MOSFETs) zum Durschalten der Betriebsspannung für die LEDs benötigen am Gate eine Schaltspannung von 15 V. Da die von uns verwendeten Multiplexer aber nur bei einer Spannung von 5 V betrieben werden können, muss das Ausgangssignal verstärkt werden. Diese Verstärkung wird über einen Operationsverstärker (OPV) vom Typ LM324 realisiert.
Ein OPV verstärkt die Differenz der am nichtinvertierenden und invertierenden Eingang anliegenden Spannungen. Ist die Spannung größer 0 V wird die positive Betriebsspannung durchgeschaltet, ist sie kleiner oder

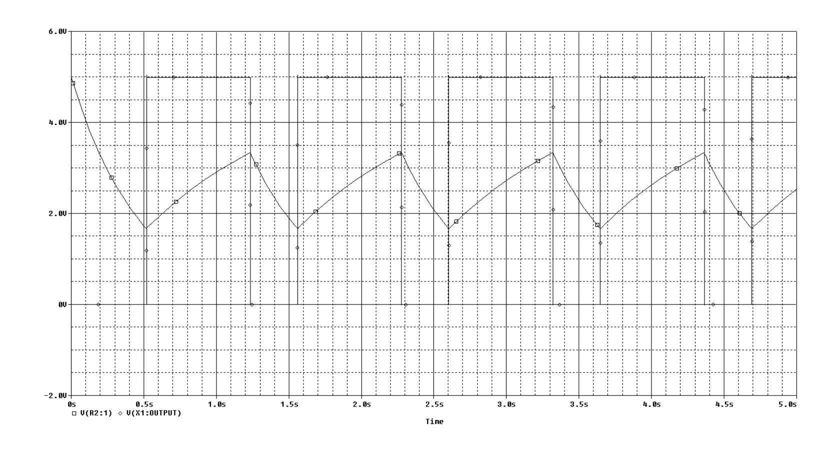



Abbildung 5.7: Dreieckspannung und Taktsignal

gleich 0 V wird die negative Betriebsspannung oder Masse durchgeschaltet. Das bedeutet, dass schon sehr geringe Differenzspannungen verstärkt werden.
Am invertierenden Eingang wird eine geringe Vergleichsspannung angelegt. Dies verhindert, dass bei geringen Schwankungen der Ausgangsspannung des MUX Fehler auftreten. Wenn der MUX zum Beispiel 0 V ausgeben soll, diese Spannung aber nicht genau der Masse des Operationsverstärkers entspricht, kann es passieren, dass eine geringe Differenzspannung entsteht, die verstärkt wird. Am Ausgang des OPV liegt dann positive Betriebsspannung an.

***Sophie Dunsing***

## 1.4 Spannungsteiler und Stecker

Da die Spannungeversorgung der Platine über ein Bussystem geliefert wird und uns diese nur die Spannungen ±5 V bzw. ±15 V zur Verfügung stellt, wird ein Spannungsteiler (Abbildung 5.4 auf Seite 130) zur Realisierung der 10 V-Betriebsspannung für den Sägezahngenerator benötigt. Nach demselben Prinzip realisieren wir die Vergleichsspannung für den Verstärker des Multiplexerausgangssignals. Dabei beeinträchtigt die Tatsache, dass an den Verstärkern gering abweichende Vergleichsspannungen anliegen, die Funktion der Schaltung nicht. Diese Vergleichsspannung greifen wir an unterschiedlichen Stellen des Spannungteilers ab, um das Design des Layouts zu optimieren.

Die 2-poligen Stecker werden verwendet, um die Versorgung der Leuchtdioden nach außen zu führen. Diese befinden sich auf der Frontplatte der Sens-O-Thek, während sich die Platine in einem 19“-Rack im Inneren der Theke verbirgt.

Auf der Platine sind zwei 7-polige Stecker verbaut, die uns die Soundsignale an die richtige Stelle der Platine liefern. Ihre Verwendung hat nur layouttechnische Gründe.

***Inna Kübler, Sophie Dunsing, Paul Haase***

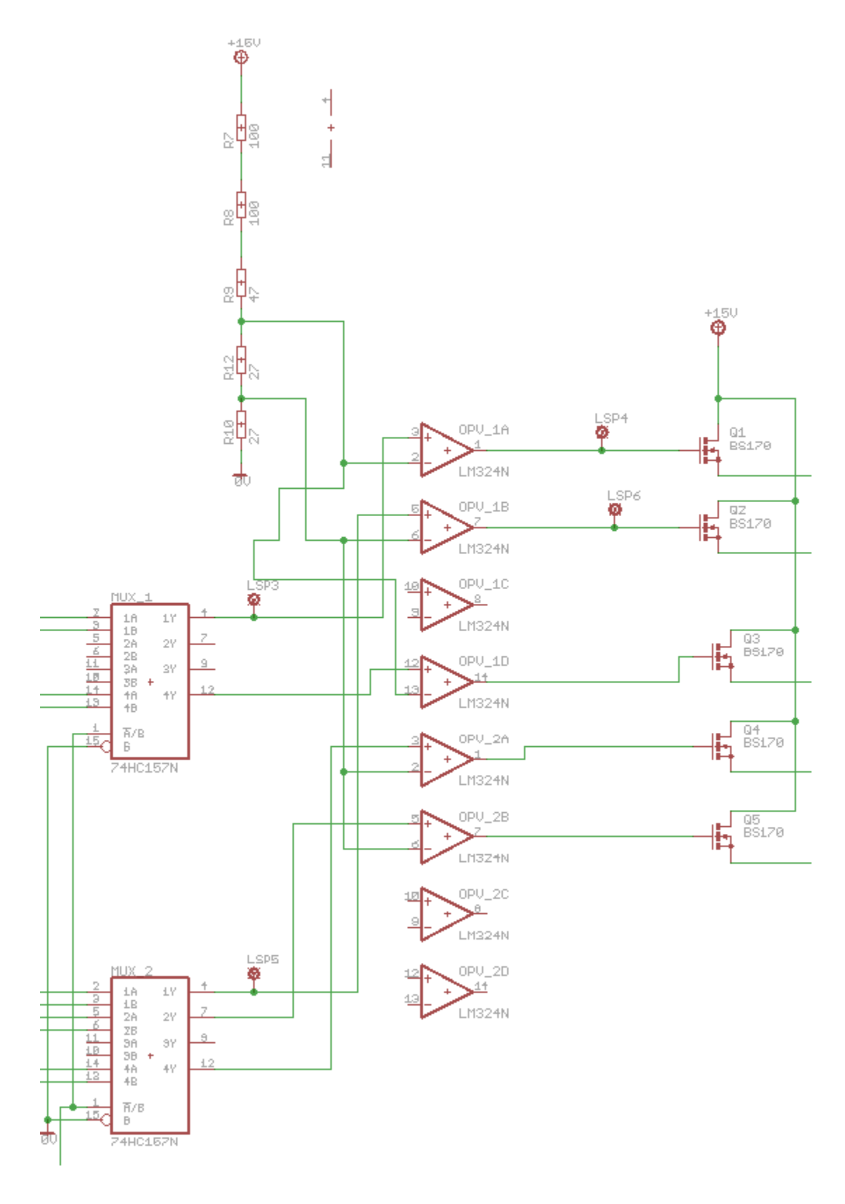


Abbildung 5.8: Multiplexer und Verstärker

## 1.5 Abbildungen

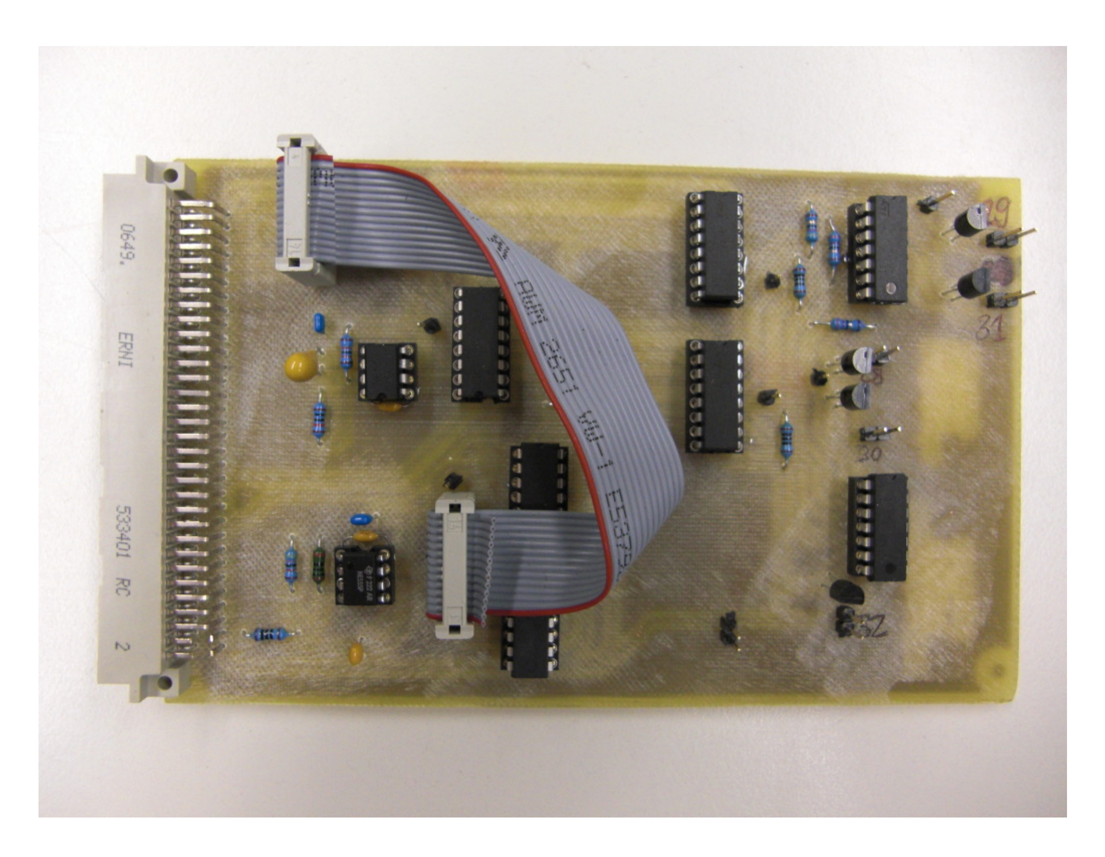


Abbildung 5.9: Platine vorne

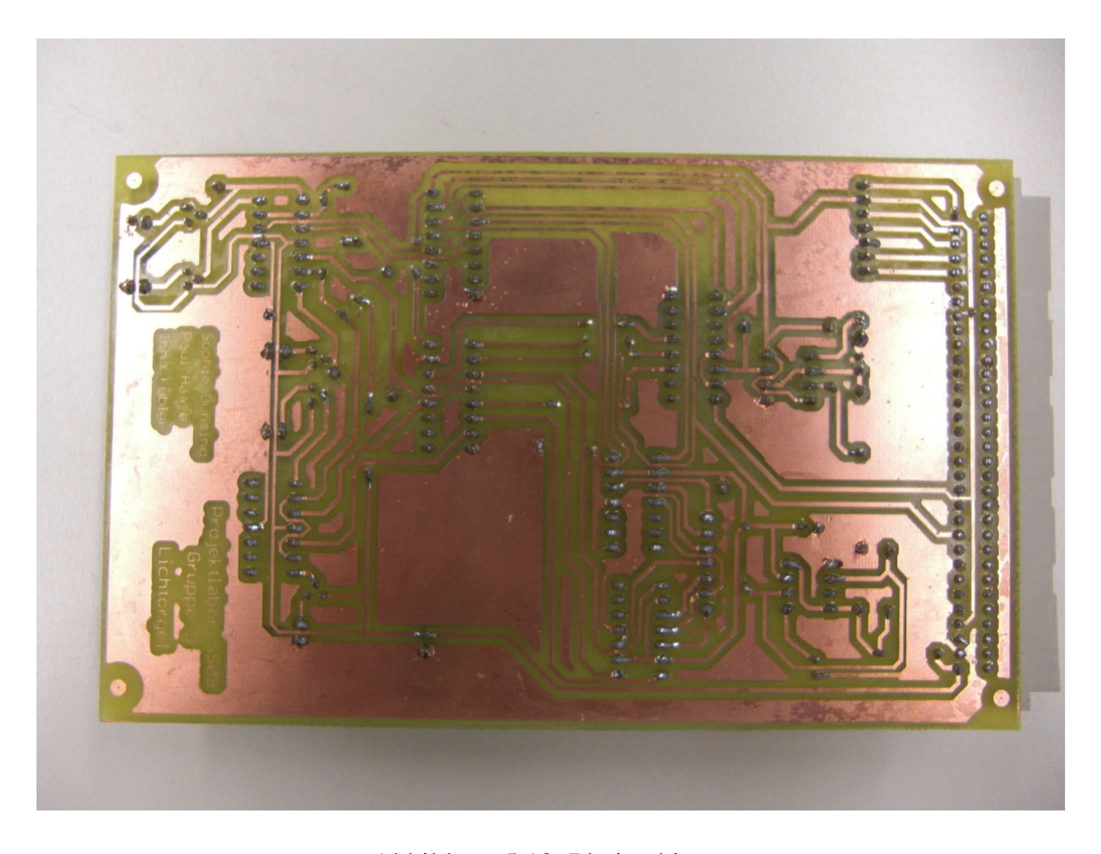


Abbildung 5.10: Platine hinten

# 2. Grundbeleuchtung (BERND)

**Teilnehmer:** Inna Kübler, Paul Haase
Die Grundbeleuchtung wird durch Leuchtdioden realisiert, deren Helligkeit über einen Drehregler einstellbar ist.

## 2.1 Pulsweitenmodulation zur Dimmung von Leuchtdioden

Eine gute Möglichkeit zur Dimmung von Leuchtdioden (LEDs) ist eine Pulsweitenmodulation, wie sie bereits in Unterabschnitt **5**.1.1 auf Seite 129 beschrieben ist. Die Vergleichsspannung ist in diesem Fall über einen invertierenden Verstärker realisiert, dessen Ausgangsspannung über ein Potentionmeter regelbar ist.

***Inna Kübler, Paul Haase***

## 2.2 Invertierender Verstärker mit einstellbarer Ausgangsspannung

In Abbildung 5.11 ist ein Invertierender Verstärker dargestellt. Er besteht aus einem Operationsverstärker, einem Widerstand und einem Potentiometer.

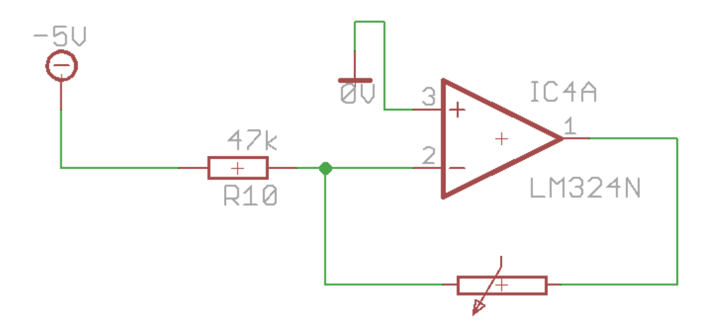



Abbildung 5.11: Invertierender Verstärker

Die Verstärkung der Schaltung lautet:

$$V = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{5.6}$$

Damit ergibt sich für die Ausgangsspannung:

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} \cdot Rs_e \tag{5.7}$$

Die Ausgangsspannung ist somit vom Verhältnis $-\frac{R_2}{R_1}$ und der Eingangsspannung abhängig. Das Verhältnis der beiden Widerstände lässt sich über das Potentiometer $R_2$ einstellen. Die Eingangsspannung bleibt konstant, wurde aber negativ gewählt, um eine positive Ausgangsspannung zu erzeugen.

***Inna Kübler, Paul Haase***

## 2.3 Ansteuerung der Leuchtdioden

Die Ausgangsspannung der Pulsweitenmodulation wird verwendet, um über einen Transistor die Betriebsspannung für die Leuchtdioden durchzuschalten. Diese Spannung bewegt sich zwischen 0..5V. Der Transistor benötigt aber am Gate eine Schaltspannung von 15 V, weshalb das Signal auf 15 V verstärkt werden muss (siehe Unterabschnitt **5**.1.3 auf Seite 132).

***Inna Kübler, Paul Haase***

## 2.4 Spanungsteiler und Stecker

Der Spannungsteiler realisiert die Vergleichsspannungen für die Verstärker. Die Stecker werden benötigt, um das Potentiometer und die Leuchtdioden nach außen führen zu können, wie es bereits in Unterabschnitt **5**.1.4 auf Seite 133 beschrieben ist.

***Inna Kübler, Paul Haase***

## 2.5 Abbildungen

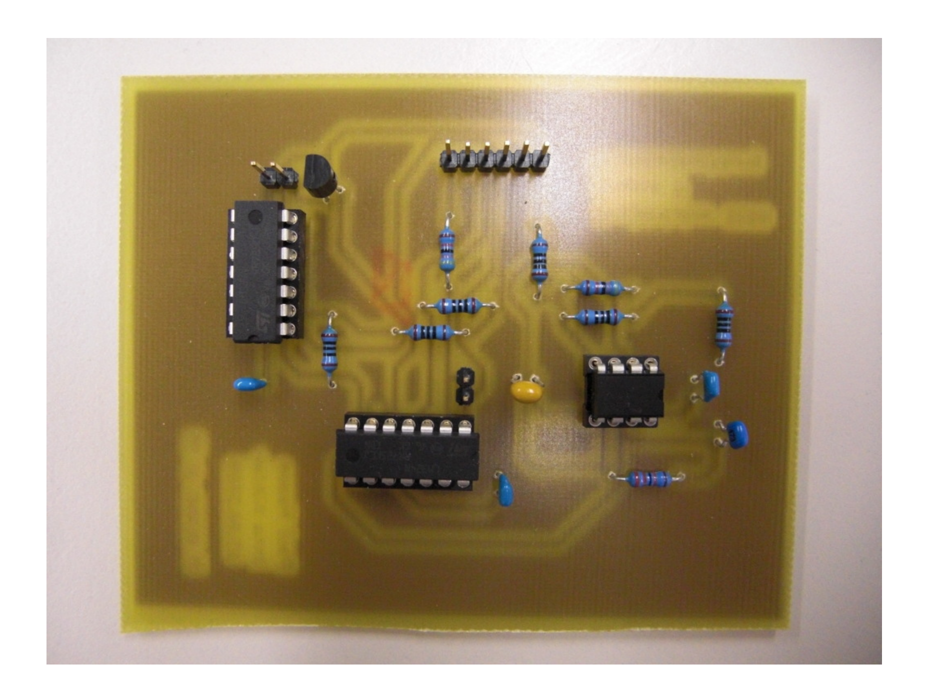


Abbildung 5.12: Platine vorne

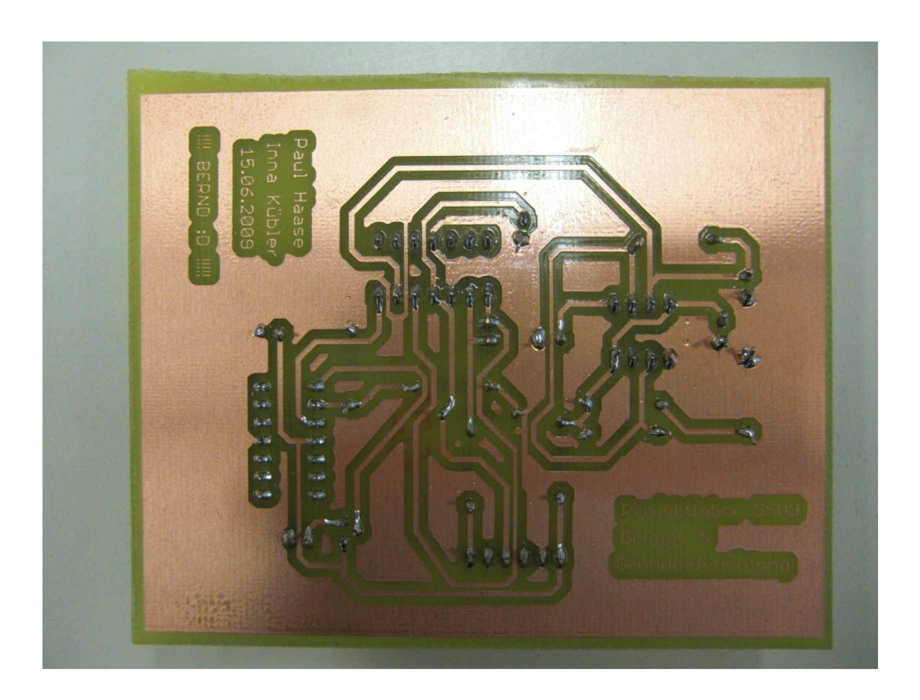



Abbildung 5.13: Platine hinten

# 3. Getränkefüllstands- und -temperaturanzeige

## 3.1 Zielsetzung

Auf der Tischplatte der Sens-O-Thek befinden sich vier Abstellflächen für Gläser, unter denen Sensoren installiert sind, die den Füllstand des Glases, sowie die Temperatur des Getränks im Glas messen sollen. Um diese Abstellflächen herum befinden sich die Anzeigen für diese Messwerte. Die Sens-O-Thek verfügt über einen Lockmodus, für den die Abstellflächen genutzt werden sollen. Auch die Messergebnisse des im Gerät integrierten Alkoholtesters sollen ausgegeben werden.

***Björn Stallenberger***

## 3.2 Ausführung der Anzeigen

Die Anzeigen der Messwerte werden realisiert durch vier konzentrische Ringe, die durch Leuchtdioden (LEDs) unterleuchtet werden. Der Füllstand des Glases wird durch die Anzahl der leuchtenden Ringe visualisiert, wobei ein leuchtender Ring für ein fast leeres Glas und vier leuchtende Ringe für ein volles Glas stehen. Durch die Farbe des Lichts soll die Temperatur des Getränks visualisiert werden. Dabei soll rotes Licht für ein warmes Getränk und blaues Licht für ein kaltes Getränk stehen. Die Farbe soll sich mit der Temperatur des Getränks kontinuierlich von blau zu rot ändern. Befindet sich die Sens-O-Thek im Lockmodus, so sollen alle Ringe abwechselnd rot und blau blinken. Wird der Alkohol-Alarm ausgelöst, sollen alle Ringe rot blinken.
Es werden also folgende Komponenten benötigt:

- eine Farbwechselschaltung für die LEDs
- eine Schaltung, die das Füllstandssignal digitalisiert
- eine Schaltung, die das Blinkersignal generiert
- eine Auswahllogik, die bestimmt, welches der Signale das Verhalten der LEDs regelt
- eine Schaltung, die die LEDs ansteuert.

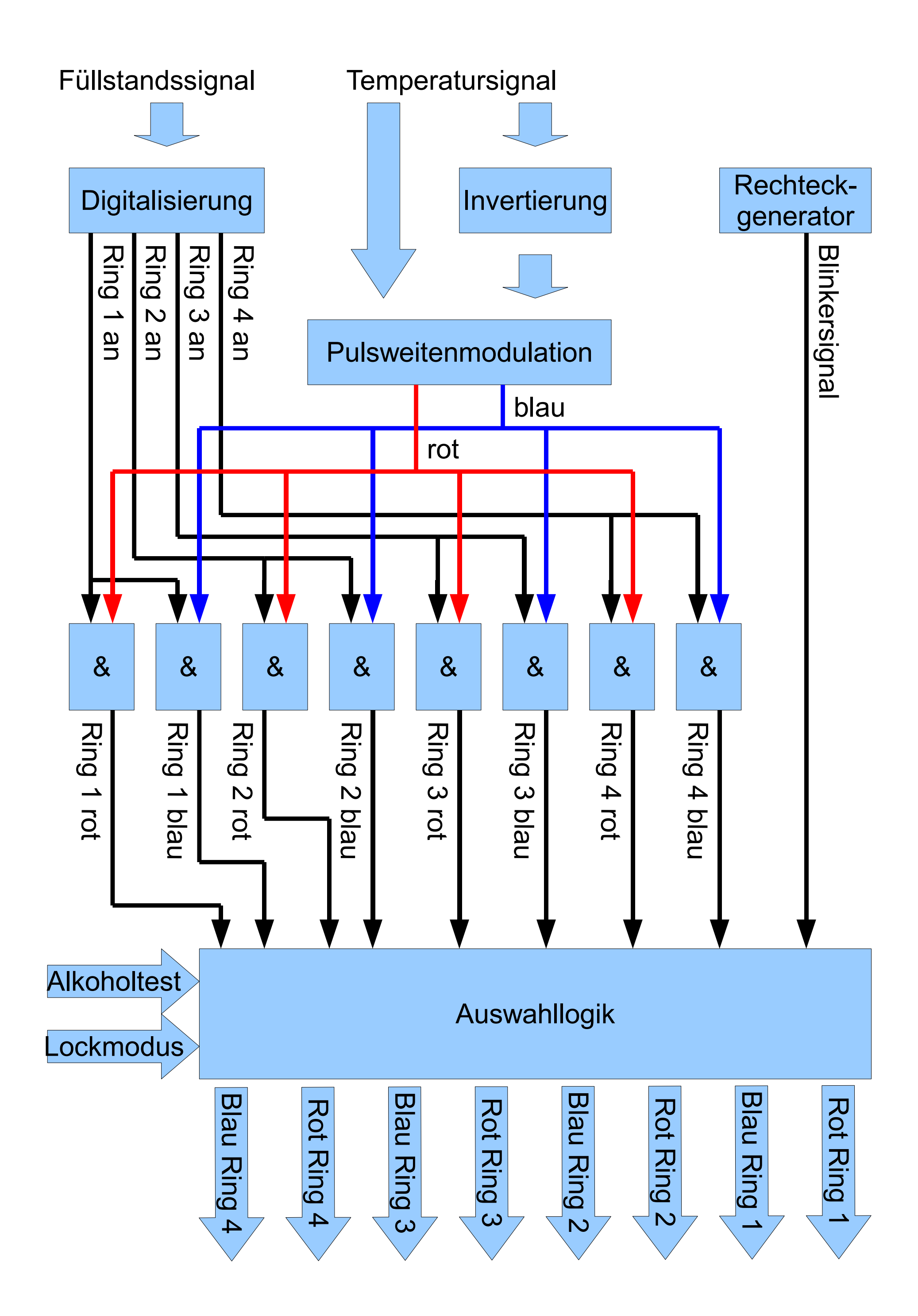



Abbildung 5.14: Blockschaltbild

***Björn Stallenberger***

### 3.3 Farbwechselschaltung

Damit die Farbe der Ringe sich kontinuierlich von blau zu rot verändern kann, werden LEDs in den Farben rot und blau verwendet, die je nach Temperatursignal unterschiedlich gedimmt werden. Dabei müssen zunächst aus dem Temperatursignal die Signale gewonnen werden, die die Dimmerschaltung für die einzelnen Farben steuern sollen.

Für das kleinstmögliche Temperatursignal $U_{Temp,min} = 0\,\mathrm{V}$ sollen Ringe komplett blau leuchten, das heißt, die roten LEDs sollen vollständig ausgeschaltet und die blauen vollständig eingeschaltet sein. Damit die Dim-

merschaltung (siehe Abbildung 5.15) so funktionieren wird, das bei maximalem Eingangssignal keine Dimmung vorliegt, soll also in diesem Fall das Steuersignal für die Dimmung der blauen LEDs maximal und jenes für die Dimmung der roten minimal sein. Für das größtmögliche Temperatursignal $U_{Temp,max} = 5\,\text{V}$ gilt ähnliches: Die Ringe sollen komplett rot leuchten, das heißt, die roten LEDs sollen vollständig eingeschaltet und die blauen vollständig ausgeschaltet sein. In diesem Fall soll also das Steuersignal für die Dimmung der roten LEDs maximal und jenes für die Dimmung der blauen LEDs maximal sein.
Legt man nun einen linearen Übergang fest und wählt die Grenzen der Eingangsspannung der Dimmerschaltung gleich denen des Temperatursignals, so kann man für das Steuersignal für die Dimmung der roten LEDs einfach das Temperatursignal verwenden.
Für die Dimmung der blauen LEDs wird nun ein genau invertiertes Signal benötigt, das heißt, eines, welches für $\text{U}_{Temp} = 0\,\text{V}$ einen Wert von $5\,\text{V}$ und für $U_{Temp} = 5\,\text{V}$ einen Wert von $0\,\text{V}$ annimmt und sich zwischen diesen Werten linear ändert. Ein solches Signal lässt sich mit einem als Subtrahierer verschalteten Operationsverstärker (OPV) erzeugen, der das Temperatursignal von konstanten $5\,\text{V}$ subtrahiert. Da die Ausgangsspannung eines realen Operationsverstärkers aber weder die positive, noch die negative Betriebsspannung annehmen kann und es bei der Generierung der Steuersignale für die Dimmung auf Genauigkeit ankommt, weil sonst am Ende die LEDs weder die volle Helligkeit erreichen, noch ganz ausgehen, genügt es nicht, den OPV mit einer Betriebsspannung von $0\,\text{V}$ und $5\,\text{V}$ zu versorgen. Stattdessen wird die symmetrische Versorgungsspannung von $\pm 15\,\text{V}$ gewählt.

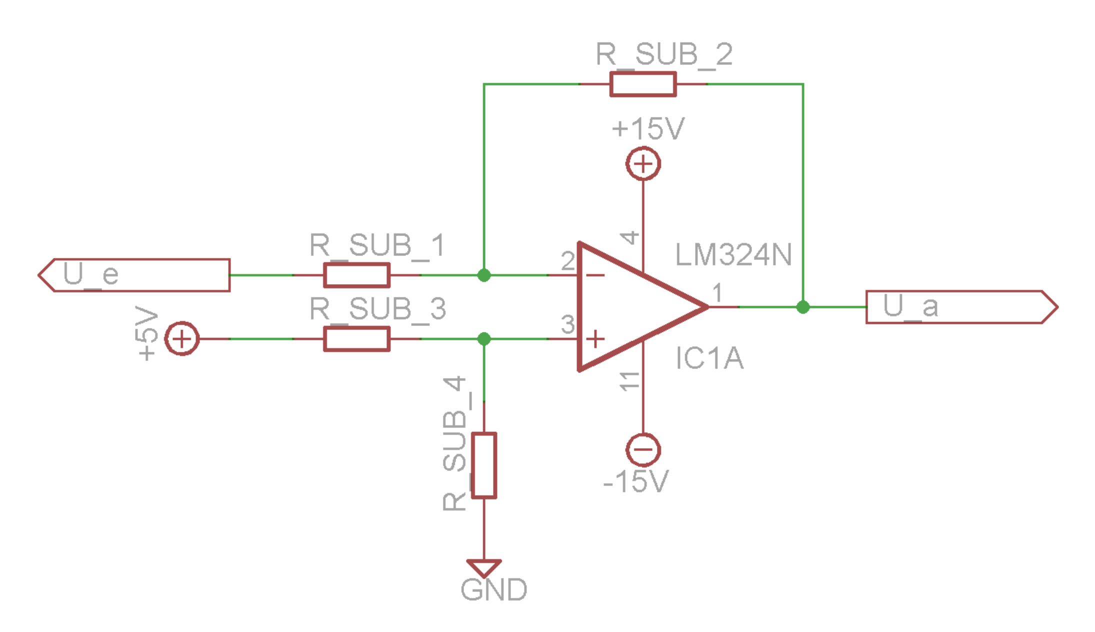



Abbildung 5.15: Subtrahiererschaltung

Für die Dimensionierung des Subtrahierers werden zunächst zwei der Widerstände als Vielfaches der beiden anderen ausgedrückt:

$$R_{SUB_1} = \frac{R_{SUB_2}}{\alpha_N} \tag{5.8}$$

$$R_{SUB_3} = \frac{R_{SUB_4}}{\alpha_P} \tag{5.9}$$

Nun gilt die folgende vereinfachte von idealen OPVs ausgehende Gleichung:

$$U_a = \frac{1+\alpha_N}{1+\alpha_P}\alpha_P U_{e,+} - \alpha_{N,1} U_{e,-} \tag{5.10}$$

Hierbei ist $U_a$ die Ausgangsspannung des OPVs, $U_{e,+}$ die Spannung am Eingang, der auf den nicht invertierenden Eingang führt und $U_{e,-}$ die Spannung am Eingang der auf den invertierenden Eingang führt.
Setzt man nun $U_{e,+} = 5\,\text{V}$ und $U_{e,-} = U_e$, so erhält man:

$$U_a = \frac{1+\alpha_N}{1+\alpha_P}\alpha_P \cdot 5\,\text{V} - \alpha_{N,1} U_e \tag{5.11}$$

Die gewünschte Übertragungsfunktion lautet gemäß der obigen Beschreibung der Schaltung:

$$U_a = 5\,\mathrm{V} - U_e \tag{5.12}$$

Durch Vergleich der beiden Gleichungen folgt sofort:

$$\alpha_N = 1 \tag{5.13}$$
$$\alpha_P = 1 \tag{5.14}$$

Dies wiederum eingesetzt liefert:

$$R_{SUB_1} = R_{SUB_2} \tag{5.15}$$
$$R_{SUB_3} = R_{SUB_4} \tag{5.16}$$

Es bietet sich also an, die Widerstände alle gleich groß zu wählen:

$$R_{SUB_1} = R_{SUB_2} = R_{SUB_3} = R_{SUB_4} = 4{,}7\,\mathrm{k\Omega} \tag{5.17}$$

Als Operationsverstärker wird der universell einsetzbare LM324 verwendet. Somit ist die Subtrahiererschaltung komplett dimensioniert.

Nun, da die Steuersignale für die Dimmung generiert sind, kann das eigentlich Problem der Dimmung angegangen werden. Da LEDs keine lineare Kennlinie besitzen, lassen sie sich nicht einfach durch Variation der anliegenden Spannung dimmen: Sie würden bis zu einer bestimmten Spannung nicht leuchten und dann relativ schnell ihre volle Helligkeit erreichen. Deshalb wird eine Dimmung durch Pulsweitenmodulation gewählt, das heißt, die LEDs werden mit einem schnellen Rechtecksignal angesteuert, sodass sie ständig zwischen ein- und ausgeschaltet wechseln. Dieser Vorgang muss so schnell erfolgen, dass er für das Auge nicht zu sehen ist, in diesem Fall mit einer Frequenz von ungefähr 500 Hz. Das Verhältnis zwischen dem Teil einer Periode, in der das Rechtecksignal die Maximalspannung annimmt, und jenem, in dem das Signal die Spannung 0 V annimmt, das sogenannte Tastverhältnis, bestimmt, wie “hell“ die LEDs leuchten, das heißt, wie hell das Auge sie wahrnimmt.

Die Pulsweitenmodulation wird dadurch realisiert, dass ein Sägezahnsignal einer Frequenz von ungefähr 500 Hz zwischen 0 V und 5 V mit dem jeweiligen Steuersignal verglichen wird. Der Vergleich wird durch einen als Komparator genutzten OPV realisiert, an dessen invertierenden Eingang die Sägezahnspannung angelegt wird, während am nicht invertierenden Eingang das Steuersignal anliegt. Ist nun zu einem bestimmten Zeitpunkt das Steuersignal größer als das Sägezahnsignal, so springt der Ausgang des OPV auf einen Wert in der Nähe der positiven Betriebsspannung und bleibt zunächst auf diesem Potential. Wird nun das Steuersignal wieder kleiner als die Sägezahnspannung, entweder dadurch, dass sich das Steuersignal ändert oder hauptsächlich dadurch, dass die steigende Flanke des Sägezahns noch nicht vorüber ist, springt der Ausgang des OPVs auf einen Wert in der Nähe der negativen Betriebsspannung und bleibt wieder auf diesem Potential bis das Steuersignal wieder größer als der Sägezahn ist und das ganze von vorne beginnt. Legt man die negative Betriebsspannung des OPV auf 0 Vund die positive auf 5 V so erhält man am Ausgang ein pulsweitenmoduliertes Rechtecksignal zwischen 0 V und 5 V, wobei keiner der beiden Werte angenommen werden kann, da die Ausgangsspannung eines realen Operationsverstärkers weder die positive, noch die negative Betriebsspannung annehmen kann, sondern nur Werte in der Nähe dieser Spannungen. Da die Signale lediglich zum Steuern von Logikgattern verwendet werden, ist dies absolut ausreichend.

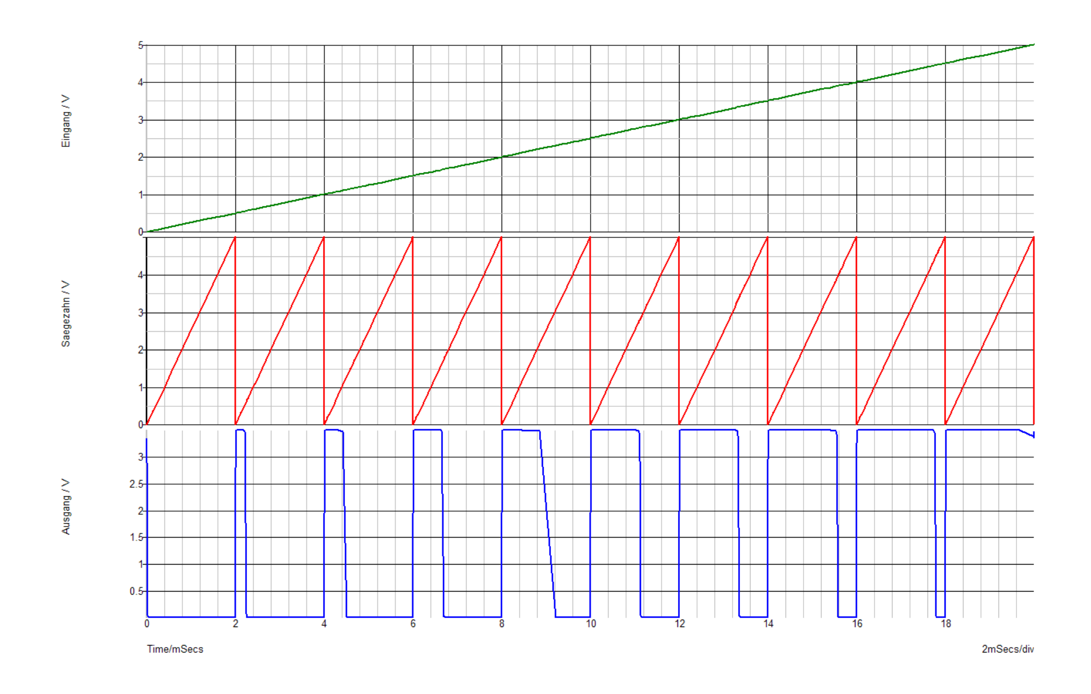



Abbildung 5.16: Pulsweitenmodulation

Die Erzeugung des Sägezahnsignals erfolgt mit Hilfe des Timer-ICs NE555 und wird an anderer Stelle beschrieben (siehe dazu Abschnitt 5.1. auf Seite 129). Als Operationsverstärker wird wieder ein LM324 verwendet. Weitere Bauteile sind für die Schaltung zur Pulsweitenmodulation nicht nötig.

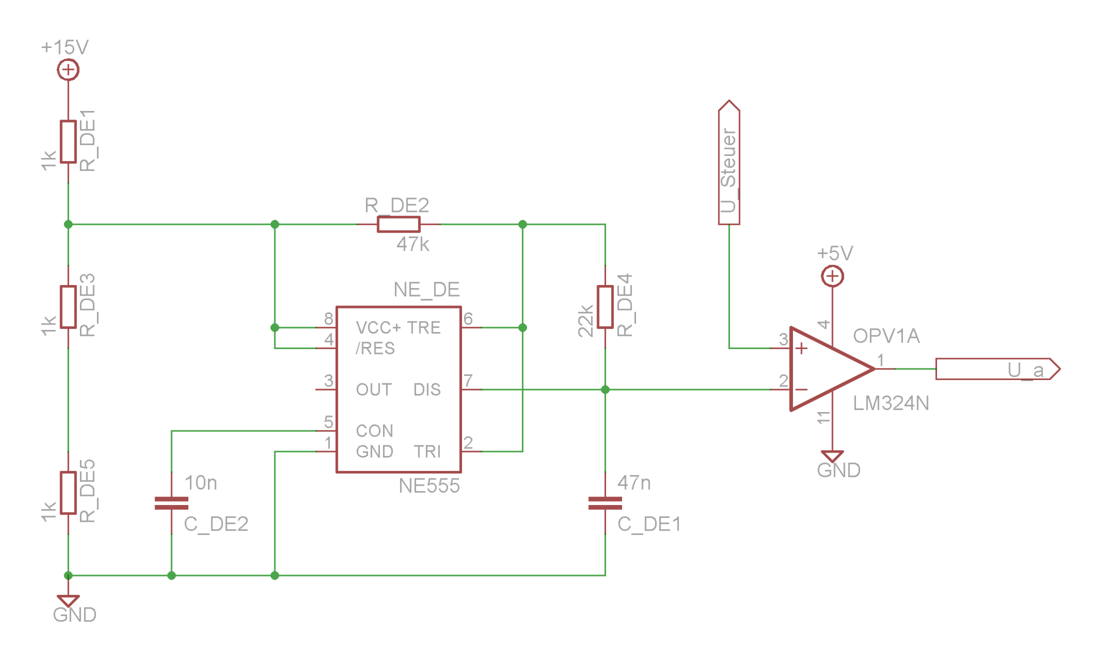



Abbildung 5.17: Schaltung zur Pulsweitenmodulation

*Björn Stallenberger*

### 3.4 A/D-Wandler / Füllstandssignalverarbeitung:

Der Füllstand wird über vier Ringe auf der Abstellfläche angezeigt. Hierfür muss das eingehende Füllstandsignal in 4 digitale Signale aufgeteilt werden. Der letzte Ring soll auf Grund eventueller kleiner Abweichungen nicht erst einschalten, wenn das Glas komplett voll ist. Aus dem gleichen Grund soll der erste Ring nicht erst ausschalten, wenn das Glas komplett leer ist.

Das Füllstandssignal liegt zwischen 0 V (leer) und 5 V (voll), daher sind für die Einschaltpunkte der Ringe ungefähr die Spannungen 0.625V, 1.875V, 3.125V und 4.375V gewünscht. Realisiert wird dies über einen Spannungsteiler, bestehend aus 470 kΩ, 1 MΩ, 1 MΩ, 1 MΩ und 470 MkΩ.
Dadurch ergeben sich ungefähr die Spannungen 0,6 V, 1,86 V, 3,125 V, und 4,4 V.
Diese Vergleichsspannungen werden zusammen mit dem Füllstandsignal an vier Komparatoren (1x IC LM324) geschaltet, die ebenfalls die Betriebsspannug von  V haben. Dabei liegt das Füllstandssignal am positiven Eingang des OPVs und das Vergleichssignal am negativen. Wird das Füllstandssignal größer als eines der Vergleichssignale, liegt am entsprechenden Ausgang „Hight“ an und der Ring ist eingeschaltet.
Diese vier Signale werden an die Logik weitergegeben.

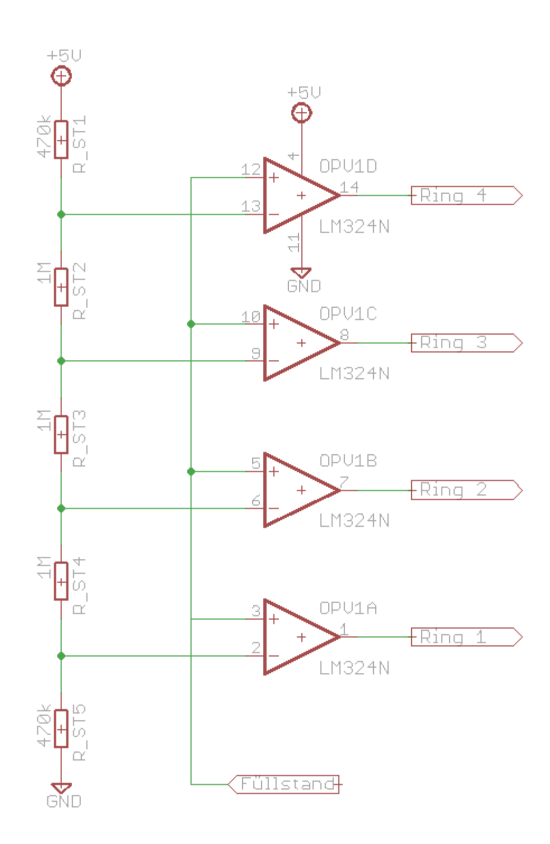



Abbildung 5.18: Analog/Digital-Wandler

***Ulrich Pötter***

### 3.5 Erzeugung des Blinkersignals

Ist der Alkoholalarm ausgelöst bzw. der Lockmodus aktiv, sollen die Leuchtdioden langsam, das heißt mit einer Frequenz von ungefähr 1 Hz, blinken. Hierfür wird ein Rechtecksignal dieser Frequenz benötigt, das die LEDs abwechselnd aus- und auf volle Helligkeit schaltet. Dieses Signal wird genau wie das Sägezahnsignal für die Pulsweitenmodulation mit dem Timer-Baustein NE555 erzeugt. Diese Schaltung ist im Abschnitt Lichtorgel beschrieben.

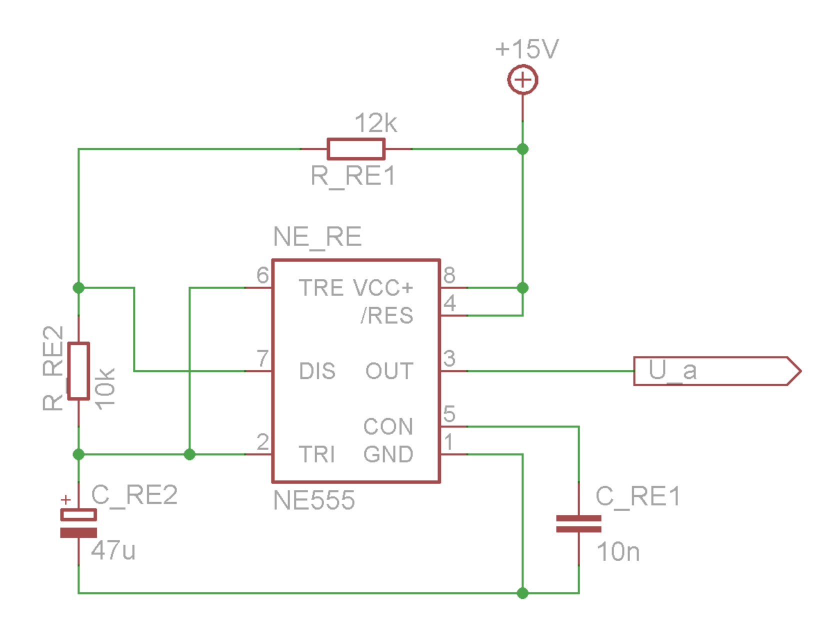



Abbildung 5.19: Schaltung zur Erzeugung des Blinkersignals

***Björn Stallenberger***

## 3.6 Logik

Für die Abstellflächen gibt es verschiedene Anzeigemodi. Neben dem normalen Modus sind das der Alkoholalarm und der Lockmodus. Um zu entscheiden, welcher Modus aktiv ist, wurde zwischen die Signalverarbeitung und die Ausgabe eine Logikschaltung gesetzt.

Im normalen Modus entscheidet der Füllstand darüber, ob ein Ring eingeschaltet ist oder nicht. Verwendet wird dazu ein AND-Gatter (IC vom Typ 4081) an dem zum einen das Farbsignal von der Pulsweitenmodulation (Unterabschnitt **5**.3.3 auf Seite 140) und zum anderen das Füllstandssteuersignal (Unterabschnitt **5**.3.4 auf der gegenüberliegenden Seite) anliegt. Ist dieses Steuersignal auf „High“ wird das Farbsignal weitergeleitet, ansonsten liegt am Ausgang „Low“ (0 V) an.

Ist der Alkoholalarm aktiv, soll nur das rote Licht der Abstellfläche blinken, während im Lockmodus Rot und Blau abwechselnd blinken. Dazu wird ein Rechtecksignal (im folgenden Blinksignal) benötigt (Unterabschnitt **5**.3.5 auf der gegenüberliegenden Seite). Um zu erreichen, dass die Farben abwechselnd blinken, wird dieses Blinksignal noch einmal invertiert um ein genau entgegengesetztes Signal zu erhalten. Das geschieht mit Hilfe eines NOT-Gatters. Verwendet wird der IC von Typ 4049.
Für Blau ist das normale Blinksignal vorgesehen, Rot erhält das invertierte.

Sowohl Alkoholalarm als auch Lockmodus besitzen eigene Signale, die angeben, ob der Modus aktiv ist oder nicht. Ist der Alkoholalarm aktiv, ist dessen Signal auf „High“. Der aktive Lockmodus wird durch „Low“ angegeben.
Es ergibt sich folgende Tabelle:

Tabelle 5.1: Anzeigemodi:

| Alk. | Lock. | rot | blau |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | Blink | Blink |
| 0 | 1 | Normal | Normal |
| 1 | 0 | Blink | Aus |
| 1 | 1 | Blink | Aus |

Für die beiden Farben muss entweder das normale Steuersignal oder das Blinksignal durchgeschaltet werden.

Hierfür wird ein IC vom Typ 4019 benutzt. Dieser IC besteht aus vier Multiplexern mit den Eingängen $A_i$ und $B_i$ und den zugehörigen Ausgängen $D_i$ (i = 1, 2, 3, 4).
Es ist A als Blinksignal und B als normales Steuersignal festgelegt. Gesteuert werden die Multiplexer folgendermaßen über die Signale $K_a$ und $K_b$:

Tabelle 5.2: Steuersignale:

| $K_a$ | $K_b$ | Ausgang |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | B (normal) |
| 1 | 0 | A (blink) |
| 1 | 1 | A v B |

Um die beiden nicht benötigten Zustände auszuschließen und die Schaltung somit zu vereinfachen, wird über ein NOT-Gatter festgelegt, dass $K_b$ immer invertiert gegenüber $K_a$ ist.
Da über einen IC sowohl Rot als auch Blau laufen, sind auch die Steuersignale für beide Farben gleich. Blau soll jedoch im Alk.-Modus ausgeschaltet sein. Um das zu erreichen wird hinter die Multiplexer noch ein AND-Gatter mit dem blauen Signal und dem über ein NOT-Gatter invertierten Alk.-Signal geschaltet. Das blaue Signal wird somit nur durchgeschaltet, wenn das Alk.-Signal auf LOW ist.
Für Rot und Blau gelten jetzt an den Multiplexern die gleichen Ausgangssignale.
Die folgende Tabelle beinhaltet nun die drei Modi mit den entsprechenden Signalen:

Tabelle 5.3: Steuersignale für die MP:

| Modus | Alk. | Lock. | Ka | Kb |
|---|---|---|---|---|
| Norm | 0 | 1 | 0 | 1 |
| Alk | 1 | x | 1 | 0 |
| Lock | 0 | 0 | 1 | 0 |

Hieraus folgt, dass $K_b = \bar{Alk} \wedge Lock$ ist. Damit ist auch $K_a$ gegeben.
Das mit einem NOT-Gatter invertierte Alkoholsignal wird mit dem Locksignal an ein AND-Gatter angeschlossen. Am Ausgang liegt nun $K_b$.
Bei dem Test dieser Schaltung auf dem Steckbrett wurde jedoch festgestellt, dass es Probleme im normalen Modus gibt. Das pulsweitenmodulierte Signal für die beiden Farben wurde von den Blinksignalen überlagert. Dies lies sich nur lösen, indem das Blinksignal abgefangen wird, für den Fall dass $K_a$ LOW ist, also kein Blinksignal benötigt wird. Die Schaltung wurde um je ein AND-Gatter für das normale und für das invertierte Signal erweitert.

***Ulrich Pötter***

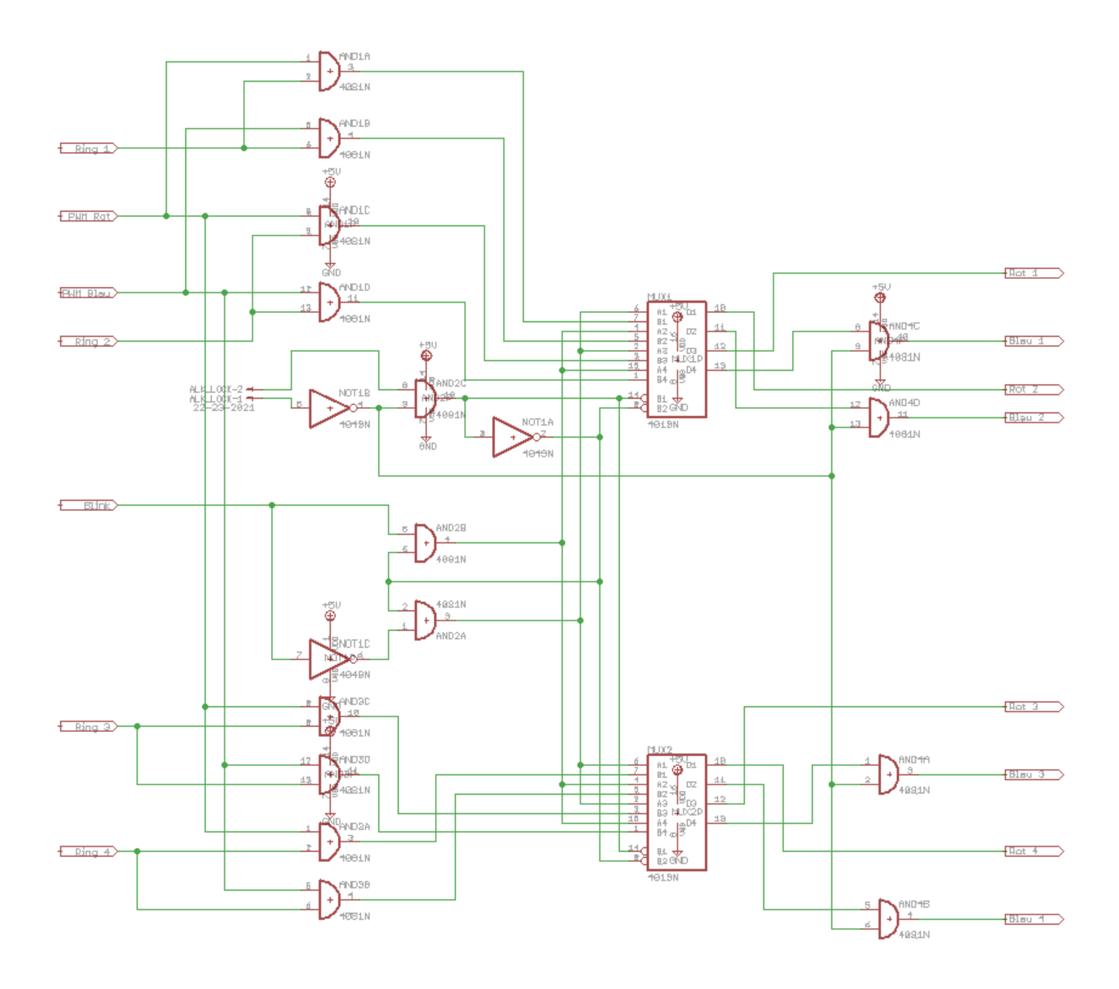


Abbildung 5.20: Logikschaltung

## 3.7 Ansteuerung der LEDs

Das eigentliche Ziel der Schaltung ist es, wie bereits vorher schon beschrieben, LEDs leuchten zu lassen. Dies soll entsprechend den ebenfalls schon beschriebenen Steuersignalen geschehen. Die Generierung Steuersignale wurde schon beschrieben. Wie steuern aber nun die Steuersignale die Leuchtdioden?
Zunächst muss festgelegt werden, in welcher Form die LEDs verschaltet werden. Da jeweils eine Farbe eines Ringes gemeinsam gesteuert wird, bietet es sich an, diese Leuchtdioden zusammenzuschalten. Generell müssen Leuchtdioden immer mit einem Vorwiderstand betrieben werden, der den Strom begrenzt. Werden die LEDs nun parallel geschaltet, so benötigt jede LED einen eigenen Vorwiderstand. Bei einer Reihenschaltung genügt ein Widerstand für eine ganze Reihe von LEDs. Aus diesem Grund werden die Dioden einer Farbe eines Ringes in Reihe mit einem Widerstand geschaltet. Pro Ring sind pro Farbe vier LEDs vorgesehen. Die Schaltung besteht also bisher aus acht Reihenschaltungen jeweils vierer LEDs und eines Vorwiderstandes.
Prinzipiell kann nun ein Ende der Reihenschaltung auf Masse gelegt werden und das andere an das Steuersignal. Dabei ist natürlich zu beachten, dass die Dioden im Durchlass betrieben werden müssen. Diese Schaltung weist allerdings einige Nachteile auf: Die Signalspannungen wurden bereits auf 5 V im Ein-Zustand festgelegt. Die verwendeten Leuchtdioden benötigen allerdings eine Betriebsspannung von 2, 2 V. Daraus ergibt sich, dass maximal zwei in Reihe geschaltet werden könnten, was wiederum dazu führen würde, dass die Schaltung in der Form abgeändert werden müsste, dass jeder Strang aus einer Parallelschaltung zweier Reihenschaltungen von zwei LEDs und einem Vorwiderstand besteht. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Leuchtdioden einen nicht unbeträchtlichen Leistungsumsatz vorweisen. Würde man sie direkt an die Ausgänge der Steuerlogik schalten, so würde diese stark belastet. Hierzu ist zum einen das Netzteil nicht ausgelegt, zum anderen könnten die Logikbauelemente dadurch beschädigt werden.
Abhilfe schafft die Einführung einer nur für den Betrieb der LEDs ausgelegten Spannung von 15 V, die im weiteren als LED-Versorgungsspannung bezeichnet wird. Nun muss allerdings ein Schalter eingebaut werden, der die Versorgungsspannung den Steuersignalen entsprechend auf die LEDs durchschaltet. Hierfür wird zwischen Masse und den Vorwiderstand der LEDs ein Transistor in Reihe geschaltet. Über diesen wird der Strom durch die LEDs gesteuert. Wegen der nahezu stromlosen Steuerung wird ein MOS-Feldeffekttransistor (MOSFET) verwendet. Der Source-Kontakt wird auf Masse geschaltet, der Drain-Kontakt an den Vorwiderstand der LEDs. An den Gate-Kontakt wird das Steuersignal angeschlossen. Somit ist die Signalspannung gleich der Gate-Source-Spannung, die den Transistor steuert. Liegt am Gate das High-Potential des Steuersignals an, so leitet der Transistor den Strom der von der LED-Versorgung durch die Reihenschaltung der vier LEDs und des Widerstands fließt nach Masse durch. Liegt am Gate das „Low“-Potential an, sperrt der Transistor, das heißt, es fließt kein Strom.

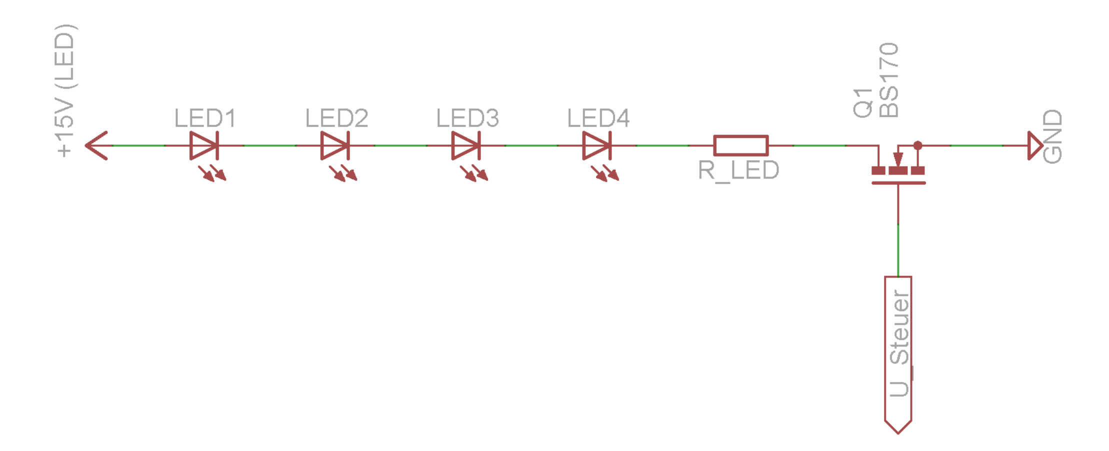



Abbildung 5.21: Schaltung zur Ansteuerung der LEDs

Als MOSFET wird der BS170 ausgewählt. Für die weitere Berechnung wird vereinfachend angenommen, dass der MOSFET bei angelegtem High-Potential komplett durchschaltet, dass also keine Spannung darüber abfällt. Unter dieser Annahme fällt dann die gesamte Betriebsspannung von $U_{B,LED} = 15$ V an der Reihen-

schaltung aus LEDs und Vorwiderstand ab:

$$U_{B,LED} = U_{LED1} + U_{LED2} + U_{LED3} + U_{LED4} + U_{R,LED} \tag{5.18}$$

Dies lässt sich nun bequem nach der Spannung am Vorwiderstand umstellen. Unter der Annahme, dass die verwendeten LEDs alle gleich sind und über ihnen somit dieselbe Spannung abfällt ergibt sich:

$$U_{R,LED} = U_{B,LED} - 4 \cdot U_{LED} \tag{5.19}$$

Daraus lässt sich nun der Mindestwert für den Vorwiderstand der LEDs berechnen, wenn der Strom, der durch die LEDs bei der ebenfalls bekannten Spannung fließt bekannt ist. Diese Werte können den Herstellerangaben entnommen werden und es folgt:

$$R_{LED} = \frac{U_{R,LED}}{I_{LED}} = \frac{U_{B,LED} - 4 \cdot U_{LED}}{I_{LED}} = \frac{15\ \mathrm{V} - 4 \cdot U_{LED}}{I_{LED}} \tag{5.20}$$

Der so berechnete Widerstandswert muss noch auf den nächsten real existierenden Bauteilwert aufgerundet werden. Würde man abrunden, könnten die LEDs durch einen dann zu großen Strom beschädigt werden.
Für die verwendeten roten LEDs ergibt sich dann:

$$U_{LED,\,rot} = 2,1\,\mathrm{V}; \qquad I_{LED,\,rot} = 20\,\mathrm{mA} \qquad \Rightarrow R_{LED,\,rot} = 330\,\Omega \tag{5.21}$$

Für die blauen LEDs folgt entsprechend:

$$U_{LED,\,blau} = 2,2\,\mathrm{V}; \qquad I_{LED,\,blau} = 30\,\mathrm{mA} \qquad \Rightarrow R_{LED,\,blau} = 220\Omega \tag{5.22}$$

***Björn Stallenberger***

## 3.8 Schnittstellen

Die einzigen Schnittstellen der Schaltung bestehen in der Versorgungsspannung und den Signalen für die Temperatur des Getränks auf der Abstellfläche, den Füllstand des Glases auf der Abstellfläche, den Alkoholalarm und den Lockmodus. Ausgangssignale der Schaltung existieren nicht. Die Stecker sind wie folgt belegt:

Tabelle 5.4: Steckerbelegung

| Stecker | Pin | Belegung | analog / digital | Spannungsbereich |
|---|---|---|---|---|
| ALK_LOCK | 1 | Alkoholalarm | digital | 0 V / 5 V |
| | 2 | Lockmodus | digital | 0 V / 5 V |
| FUELL_TEMP | 1 | Füllstand des Glases | analog | 0..5 V |
| | 2 | Temperatur des Getränks | analog | 0..5 V |
| SUPPLY | 1 | Versorgungsspannung LEDs | - | +15 V |
| | 1 | Versorgungsspannung LEDs | - | +15 V |
| | 2 | Versorgungsspannung | - | +15 V |
| | 3 | Versorgungsspannung | - | +5 V |
| | 4 | Masse | - | 0 V |
| | 5 | Versorgungsspannung | - | −5 V |
| | 6 | Versorgungsspannung | - | −15 V |

***Björn Stallenberger***

# 4. LED-RGB-Farbenwechsler

Der Name der Theke soll für jedermann ersichtlich sein, weswegen ein Namensschild mit dem Schriftzug „Sens-O-Thek“ das Projekt ziert. Das Schild besteht aus Plexiglas, in welches die Buchstaben eingraviert sind. Hierfür ist das Konzept erarbeitet worden, dass mit Hilfe von LEDs eine Beleuchtung stattfindet.
Ein Farbwechsel unter den LEDs lockert den Gesamteindruck auf. Die Farben rot, grün und blau (RGB) sind dafür besonders gut geeignet, da sich mit diesen Farben, mittels Farbaddition, viele Farbtöne herstellen lassen, wenn die LEDs passend aufleuchten. Damit viele Farben darstellbar sind, ist ein langsamer Wechsel erforderlich. Dieser hat außerdem den Vorteil, dass er dem Auge keine Anstrengungen bereitet, welches bei zu vielem und unkoordinierten Blinken der Fall wäre.

***Stephan Fähse***

## 4.1 Schaltung

Ein Farbenwechsel ist mit dem Dimmen von LEDs verbunden. Dies ist mit einer Spannungsregelung schwer zu realisieren. Die Kennlinie einer LED ist nicht-linear, weswegen eine LED bei einer bestimmten Spannung bzw. Stromstärke einfach anfängt zu leuchten, ohne viele Helligkeitsstufen zu passieren. Es muss daher eine andere Methode für die Dimmung genutzt werden.
Die Pulsweitenmodulation (PWM) arbeitet nicht mit einer Spannungsänderung, sondern mit Ein- und Auszeiten. Man kann sich die PWM als eine Art von schnellem Schalter vorstellen, der, nicht sichtbar für das menschliche Auge, mehrere Male in der Sekunde ein- und ausschaltet. Je länger der Schalter dabei auf 1 steht, desto heller leuchtet die LED. Umgekehrt (beim Ausschalten) muss der Schalter über der Zeit länger geschlossen bleiben. Dabei arbeitet der Schalter mit einer konstanten Grundfrequenz. Das Verhältnis zwischen der Ein- und Auszeit wird Tastverhältnis genannt. Die Abbildungen Abbildung 5.22-Abbildung 5.24 auf der gegenüberliegenden Seite verdeutlichen den Vorgang.
Als Bauteil für die Erzeugung einer PWM dient ein Komparator, der in einem Operationsverstärker (OPV)

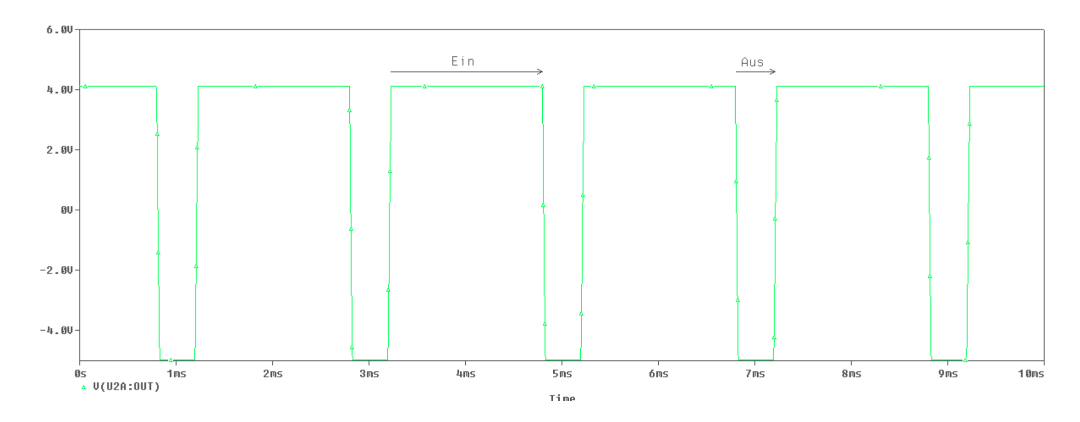



Abbildung 5.22: PWM mit 80% Tastverhältnis.

bereitgestellt wird. Dieser erhält erstens das Eingangssignal, welches moduliert werden soll, und zweitens ein Referenzsignal als Vergleich. Das Referenzsignal sollte 300 Hz nicht unterschreiten, da sonst Flackereffekte entstehen, und in Form von einem Dreieck oder Sägezahn entsprechen. Ist das Referenzsignal am invertierenden Eingang des OPVs größer, so wird die Ausgangsspannung auf die negative Betriebsspannung des OPVs gezogen. Der Vorgang ist gleichzusetzen mit dem Öffnen des Schalters, so dass kein Strom mehr fließen kann. Wir befinden uns in der Auszeit des modulierten Signals. Damit der Schalter schließt, muss das Signal am nichtinvertierenden Eingang größer sein als das Referenzsignal. Dadurch gibt der OPV eine zur positiven Betriebsspannung gezogene Spannung aus. Nun sind wir in der Einzeit des modulierten Signals. Die Abbildung 5.25 auf Seite 152 zeigt, als Beispiel, einen pulsweitenmodulierten Sinus.
Die PWM benötigt zusammenfassend zwei Signale, die separat erzeugt werden müssen. Die Referenzspannung als Dreieckspannung soll mit 500 Hz arbeiten. Für das Eingangssignal dient ebenfalls eine Dreieckspannung, da diese die LEDs in der Helligkeit linear verändern soll. Da der Vorgang sehr langsam stattfinden soll, wird

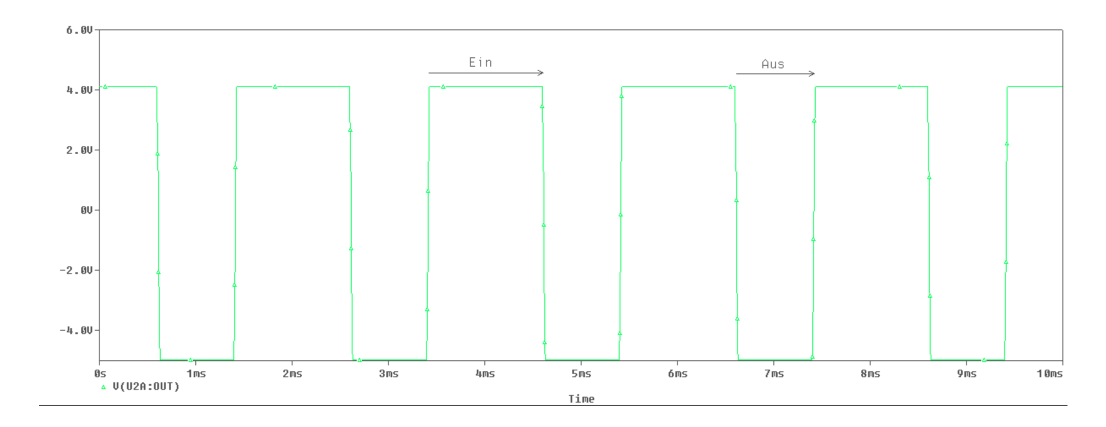



Abbildung 5.23: PWM mit 60% Tastverhältnis.

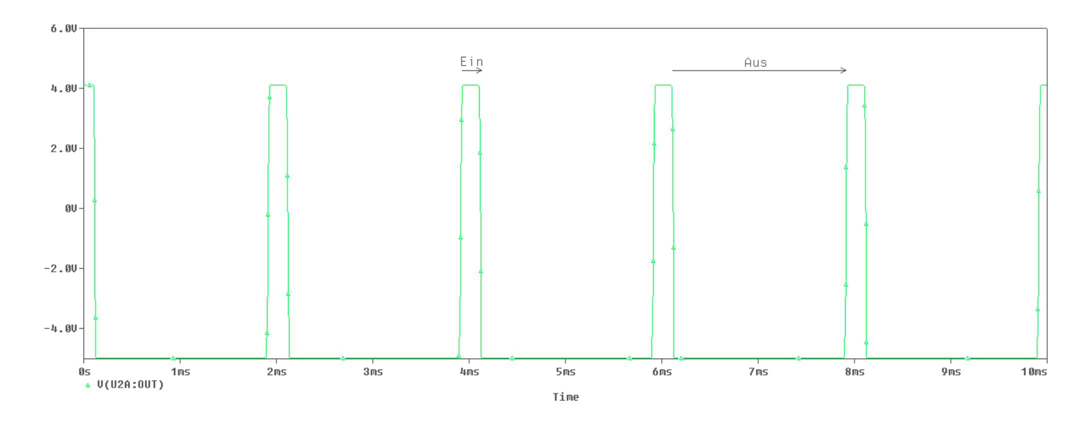



Abbildung 5.24: PWM mit 10% Tastverhältnis.

eine Frequenz von $0.25$ Hz angestrebt. Es müssen also zwei Schaltungen entworfen werden, die zwei Dreieckspannungen mit unterschiedlichen Frequenzen erzeugen.
Der Rechteck-Dreieck-Generator liefert das gewünschte Ergebnis. Die Schaltung arbeitet mit zwei OPVs, wobei einer als Schmitt-Trigger und der andere als Integrator arbeitet (Abbildung 5.26 auf der nächsten Seite). In diesem Fall ist der Ausgang des Schmitt-Triggers zurückgekoppelt auf den invertierenden Eingang des Integrators. Bildlich kann man sich am Schmitt-Trigger Rechtecke vorstellen, die durch den Integrator zu Dreiecken umgeformt werden. Ist die Spannung am Schmitt-Trigger auf „High“, so lädt der Kondensator sich auf und es kommt eine steigende Flanke zustande. Schaltet der Schmitt-Trigger um auf „Low“, entlädt der Kondensator seine gespeicherte Energie und die Flanke fällt. Die Widerstände $R2$ und $R3$ stellen dabei die Amplitude und $\mathrm{R}_1$ die Frequenz des Dreiecksignals ein.
Die LEDs sollen zu unterschiedlichen Zeitpunkten aufleuchten, so dass eine zusätzliche Verschiebung des langsamen Dreiecksignals von Nöten ist. Hier kommt erneut der Schmitt-Trigger zum Einsatz. Er liefert Rechteckspannungen, die durch den Vergleich zwischen den am Eingang anliegenden Spannungen erzeugt werden. Der Schmitt-Trigger ist mit zwei Widerständen bestückt. Der erste Widerstand $R_3$ liegt vor dem nicht invertierenden Eingang und der zweite $\mathrm{R}_4$ auf der Rückführung des Signals vom Ausgang zum Eingang. Die gewonnene Schaltung wird nicht invertierender Schmitt-Trigger genannt (Abbildung 5.27 auf Seite 153).
Der invertierende Schmitt-Trigger nimmt an seinem invertierenden Eingang das Eingangssignal entgegen. Die Widerstände bestimmen die Schwellenwerte, bei denen die Spannung auf die positive oder negative Betriebsspannung gezogen wird. Diese richten sich an der Dreieckspannung aus. Für drei verzögerte Rechteckspannungen, sind drei parallele Schmitt-Trigger notwendig. Die Startzeitpunkte sind auf der steigenden und fallenden Flanke der Dreieckspannung gleichmäßig verteilt, damit später zu jedem Augenblick zumindest eine LED leuchtet. Nun liegt ein Rechtecksignal vor, welches aus dem erzeugten Dreiecksignal stammt. Jedoch ist das Ziel verloren eine LED kontinuierlich in der Helligkeit zu steuern, da keine Dreieckspannung mehr vorliegt. Dieser Umstand verlangt es, hinter dem Schmitt-Trigger erneut einen Integrator zu schalten, der aus den Rechtecken das gewollte Dreieck zurückwandelt.

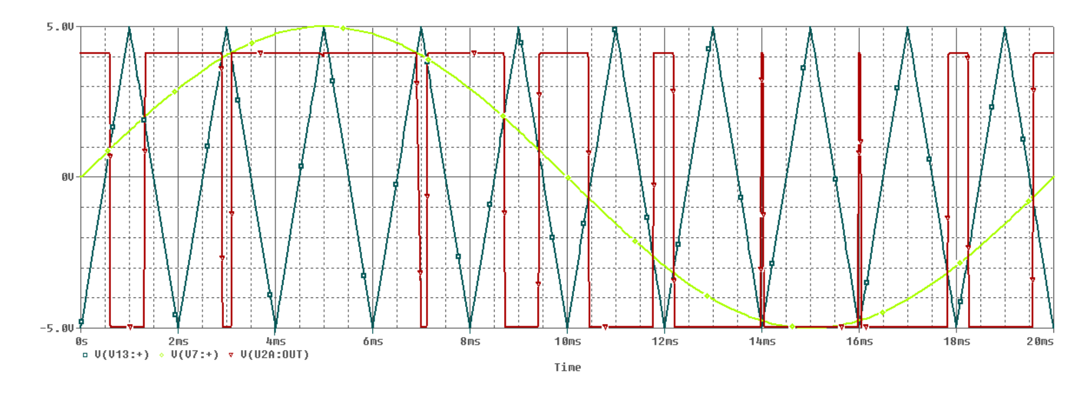



Abbildung 5.25: PWM eines Sinussignals am Eingang.

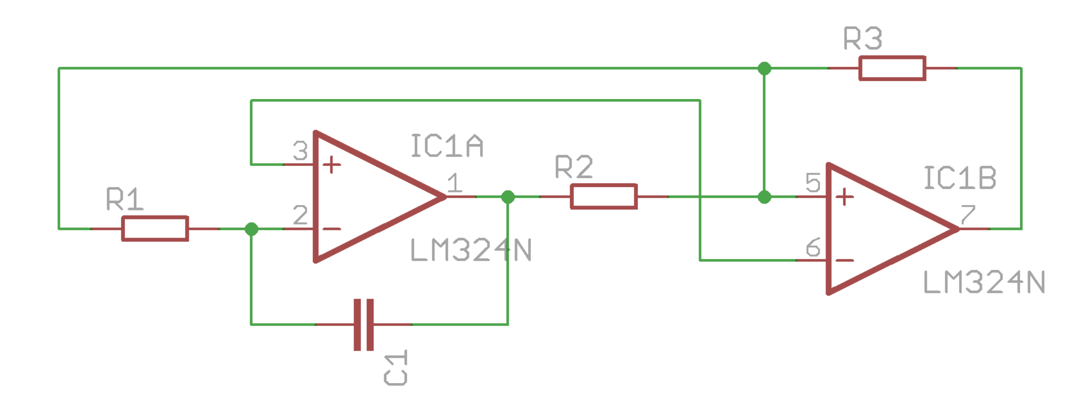



Abbildung 5.26: Schaltung des Rechteck-Dreieck-Generators.

Der invertierende Integrator besteht aus einem Widerstand und einem zurückgekoppelten Kondensator (Abbildung 5.28 auf der gegenüberliegenden Seite). Liegt eine „High“-Signal an, so wird der Kondensator aufgeladen. Durch seine Invertierung fällt allerdings linear die Spannung mit dem Kondensator ab. Wechselt die Eingangsspannung zu „Low“ lädt der Kondensator sich linear mit vorzeichenverkehrter Spannung auf. Mit der doppelten Invertierung steigt nun die Flanke. Somit ist das verfolgte Ziel wieder sichergestellt. Es kann nun ein Komparator zur PWM-Erzeugung eingesetzt werden, der die beiden Dreiecksignale verarbeitet.

Ein wichtiger Punkt wurde bisher noch außer Acht gelassen. Die OPVs benötigen eine Betriebsspannung. Hier ist als höchster Wert 5 V und als niedrigster 0 V festgelegt. Dies hat zur Folge, dass alle OPVs unsymmetrisch angesteuert werden und nicht mehr ordentlich arbeiten. Die Verlagerung der Referenzspannung hin zu einem geeigneten Mittelpunkt würde das Problem lösen. Bei der gewählten Betriebsspannung hat der OPV eine maximale Ausgangsspannung von 4.1 V. Die neue „Null-Achse“ sollte daher bei gerundeten 2 V liegen. Die neue Referenzspannung wird mit einem Spannungsteiler erzeugt.

Zum Abschluss sollen die Überlegungen in einem Blockschaltbild zusammengetragen werden. Abbildung 5.29 auf Seite 154 zeigt die Schaltung für eine Farbe. Die in rot umrandeten Blöcke werden dreimal vervielfacht, da wir drei in der Zeit unterschiedliche LEDs oder gar ganze LED-Stränge ansteuern möchten. Hierfür ist eine höhere Betriebsspannung von 15 V und ein MOSFET erforderlich, der die PWM durchschaltet.

***Stephan Fähse***

## 4.2 Dimensionierung

Alle OPVs benötigen die verschobene „Null-Achse“ auf $U_{ref} = 2$ V. Das erledigt ein Spannungsteiler mit der Gleichung

$$\frac{\mathrm{U}_{ref}}{\mathrm{U}_B} = \frac{v\mathrm{R}_2}{\mathrm{R}_1 + \mathrm{R}_2}.$$

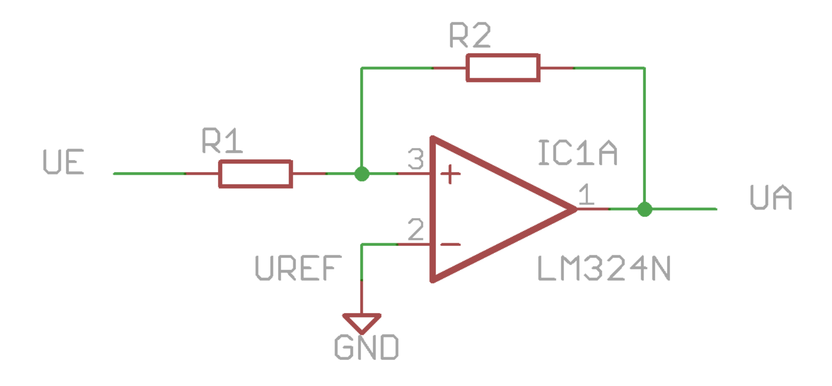



Abbildung 5.27: Nichtinvertierender Schmitt-Trigger.

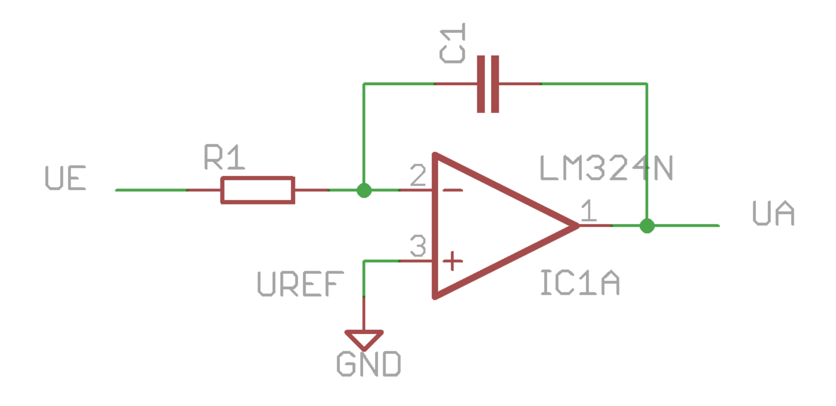



Abbildung 5.28: Integrator

Einsetzen von $U_B = 5$ V und der Wahl von $R_1 = 2.7k\ \Omega$ liefert

$$\mathrm{R}_2 \quad = \quad 1.8\ \mathrm{k}\Omega.$$

Es sollen als nächstes die beiden Oszillatoren berechnet werden. Dazu sind die benötigten Gleichungen gegeben:

$$U_{d_{pp}} \quad = \quad U_{r_{pp}} \cdot \frac{R_2}{R_3} \tag{5.23}$$

mit $U_{d_{pp}}$: Maximale Ausgangsspannung des Dreiecksignals peak to peak, $U_{r_{pp}}$: Maximale Ausgangsspannung des Rechtecksignals peak to peak,

$$f \quad = \quad \frac{R_3}{4 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot R_2} \tag{5.24}$$

mit $f$: Frequenz des Dreiecksignals.
Für die 500 Hz Dreieckspannung folgt mit $U_{r_{pp}} = 4.1$ V, der Festlegung von $R_2 = 2.7k\ \Omega$, $U_{d_{pp}} = 3.2$ V und $C = 470n$ F:

$$\begin{aligned} R_3 &= 3.4k\ \Omega \\ &\approx 3.3k\ \Omega \\ R_1 &= 1.3k\ \Omega \\ &\approx 1.2k\ \Omega. \end{aligned}$$

Die 0.25 Hz-Dreieckspannung unterliegt den gleichen Werten wie oben, nur wird der Kondensator zu $C =$

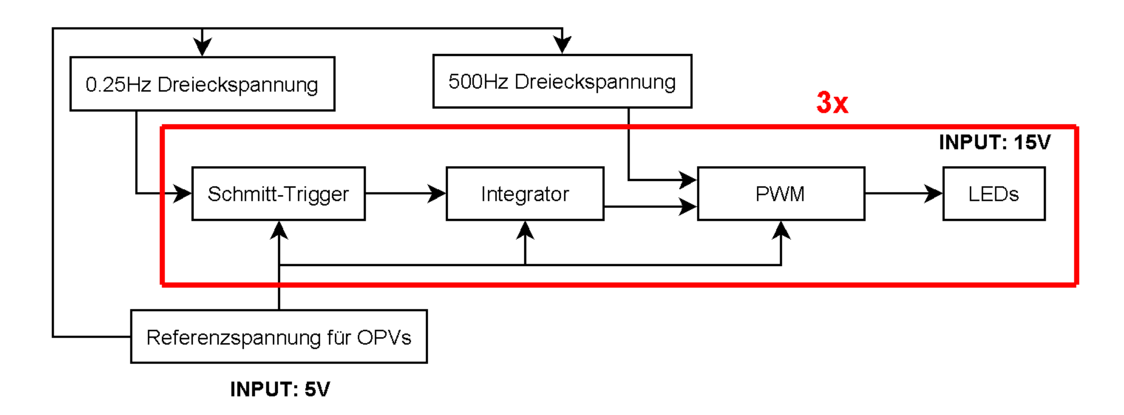



Abbildung 5.29: Blockschaltbild des Farbwechslers.

$47\mu$ F gewählt:

$$\begin{aligned} R_3 &= 3.4k\ \Omega \\ &\approx 3.3k\ \Omega \\ R_1 &= 26k\ \Omega \\ &\approx 27k\ \Omega. \end{aligned}$$

Des Weiteren müssen die Schwellenwerte der einzelnen Schmitt-Trigger bestimmt werden. Dabei richten sich die Werte nach der vorgegebenen Ein- oder Ausschaltspannung $U_{ein}$ bzw. $U_{aus}$. Durch die Symmetrie ist nur eines von beiden zu berechnen, den anderen Wert erhält man automatisch. Die Gleichung 5.25 zeigt die Verhältnisse für einen invertierenden und Gleichung 5.26 für den nicht invertierenden Schmitt-Trigger.

$$U_{ein,inv} = \frac{R_{1,inv}}{R_{1,inv} + R_2} \cdot U_{a_{min}} + \frac{R_2}{R_{1,inv} + R_2} \cdot U_{ref} \tag{5.25}$$

$$U_{ein} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{a_{min}} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot U_{ref} \tag{5.26}$$

Dabei stellt $U_{a_{min}}$ die minimale Ausgangspannung des Schmitt-Triggers dar, welche Null ist. Somit vereinfachen sich die Gleichungen und liefern jeweils nach $R_1$ umgestellt:

$$R_{1,inv} = R_2 \cdot \frac{U_{ref} - U_{ein,inv}}{U_{ein,inv}} \tag{5.27}$$

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{U_{ein} - U_{ref}}{U_{ref}}. \tag{5.28}$$

Die Einschaltspannung ist so gewählt, dass zu jedem Zeitpunkt ein Rechtecksignal auf „High“ steht. Hierfür werden zwei nicht invertierende Schmitt-Trigger mit der Einschaltspannung von $U_{ein_1} = 2.1$ V, $U_{ein_2} = 3.2$ V und ein invertierender mit $U_{ein,inv} = 1.3$ V genutzt. $R_2$ wird zu $10k\ \Omega$ gewählt. Das Einsetzen der gegebenen Größen in Gleichung 5.28 liefert:

$$\begin{aligned} R_{1_1} &= 240\ \Omega \\ &\approx 220\ \Omega \\ R_{1_2} &= 6k\ \Omega \\ &\approx 6.1k\ \Omega. \end{aligned}$$

Und analog die Werte in Gleichung 5.27 eingesetzt bringt:

$$\begin{aligned} R_{1,inv} &= 5.4k\ \Omega \\ &\approx 5.1k\ \Omega. \end{aligned}$$

Der Integrator lässt sich mit der Gleichung

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \tag{5.29}$$

bestimmen. Mit der Wahl von $f = 0.25$ Hz und $R = 19.8k$ erhält man

$$\begin{aligned} C &= 32\mu\,\mathrm{F} \\ &\approx 47\mu\,\mathrm{F}. \end{aligned}$$

Schlussendlich bleiben die Vorwiderstände der LEDs. Sie sind für das Einprägen des Stromes verantwortlich, so dass die LEDs nicht zerstört werden. Dazu muss der maximale Strom $I_{LED}$ und der Spannungsabfall $U_{LED}$ über diese bekannt sein. Da zum jetzigen Zeitpunkt noch nicht klar ist, welche Eigenschaften die LEDs besitzen werden, wird die Rechnung allgemein gehalten

$$R = \frac{U_B - n \cdot U_{LED}}{I_{LED}}. \tag{5.30}$$

Dabei ist $U_B$ die Betriebsspannung, an der die LED anliegt und $n$ eine natürliche Zahl, die die Anzahl der in Reihe geschalteten LEDs wiedergibt.

***Stephan Fähse***

## 4.3 Simulation

Der Spannungsteiler stellt gleich zu Beginn ein Problem dar, welcher die Referenzspannung für die OPVs bereitstellt. Es ist ersichtlich, dass keine konstante Spannung vorliegt (Abbildung 5.30)! Sie pendelt um die Achse bei 2 V herum. Ein Blick auf die Schaltung lässt am invertierenden Schmitt-Trigger einen rückgekop-

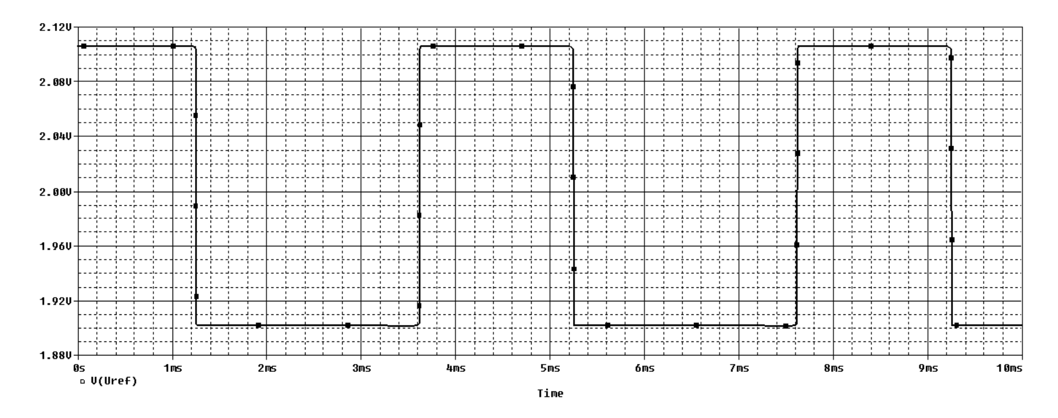



Abbildung 5.30: Erzeugte Referenzspannung durch einen Spannungsteiler

pelten Strom erkennen, der zusätzlich in den Spannungsteiler fließt. Dadurch wird der Strom durch den zweiten Widerstand des Spannungsteilers größer und somit auch die abfallende Spannung. Je nachdem, ob der Schmitt-Trigger am Ausgang zur positiven oder zur negativen Betriebsspannung gezogen wird, steigt oder fällt die Referenzspannung um ein paar Millivolt.
Um dieses ungewollte Schwanken zu verhindern, lässt sich ein OPV als Spannungsfolger einsetzen (Abbildung 5.31 auf der nächsten Seite). Dabei wird am nicht invertierenden Eingang der Spannungsteiler angelegt und der Ausgang zurück an den invertierenden Eingang gekoppelt. Fließen nun Störströme zum Ausgang des Spannungsfolgers hin, so werden sie vom OPV gegengesteuert und es stellt sich eine stabile Ausgangsspannung ein. Sie ist genau so groß wie die Eingangsspannung bzw. die Referenzspannung. In Abbildung 5.31 auf der folgenden Seite ist die Ausgangsspannung des Spannungsfolgers zu sehen. Dabei sind die Peaks (im zehntausendstel Bereich!) zu erkennen, wo der invertierende Schmitt-Trigger umschaltet. Allerdings regelt der OPV sofort gegen und hält die Spannung konstant.
Nachdem eine stabilisierte Gleichspannung sichergestellt ist, kann die Simulation erfolgen. Den Anfang ma-

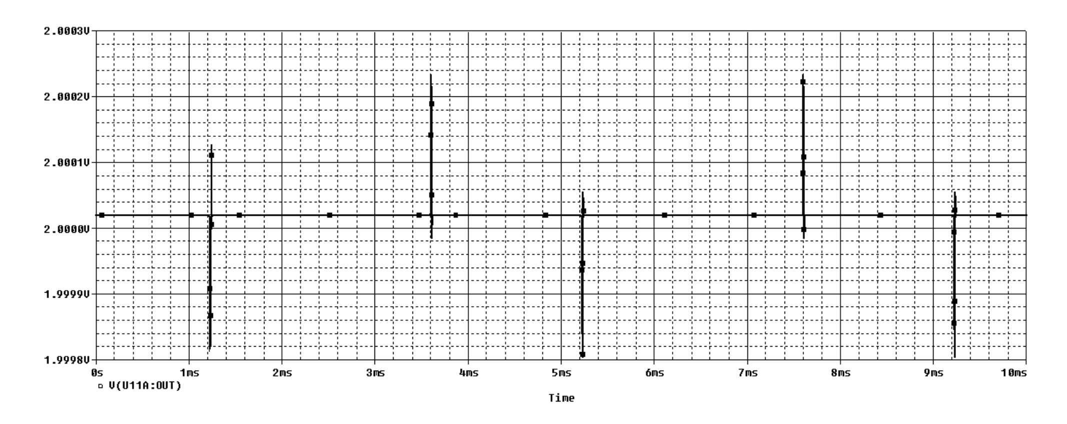



Abbildung 5.31: Stabilisierter Spannungsteiler mittels Spannungsfolger

chen die Rechteck-Dreieck-Generatoren.
In der Abbildung 5.32 ist der Verlauf des 500 Hz-Dreiecksignals ersichtlich. Die Frequenz lässt sich zu $f \approx 520$ Hz und die Amplitude zu $U_{d_{pp}} = 3\,\mathrm{V}$ bestimmen, was im Toleranzbereich liegt. Abbildung 5.33 auf der gegenüberliegenden Seite zeigt den Spannungsverlauf des 0.25 Hz-Signals. Die Frequenzvorgabe ist mit $f = 0.25$ Hz exakt getroffen und die maximale Dreieckspannung $U_{d_{pp}} = 3.1$ V kommt dem vorgegebenen Wert sehr nahe. Ein längeres Einschwingen ist in beiden Grafiken zu sehen, welches in der Realität nicht so drastisch und bemerkbar ausfällt. Zusätzlich sind die Rechteckverläufe eingetragen.
Ein weiterer wichtiger Plot sind die Schmitt-Trigger, die eine Zeitverzögerung erlauben (Abbildung 5.34 auf

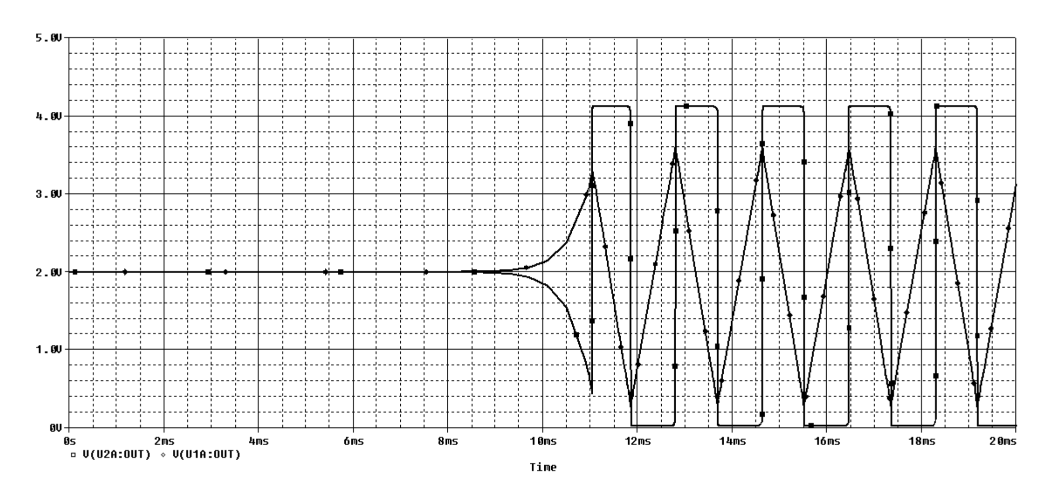



Abbildung 5.32: 500 Hz-Oszillator

der gegenüberliegenden Seite). Dabei ist gut zu beobachten, wie sich die Rechtecke an den berechneten Schwellenwerten ausrichten.
Zum Schluss der Simulationen wird die PWM betrachtet. Es sind verschiedene Momentaufnahmen desselben Verlaufs untereinander angeordnet (Abbildung 5.35 auf Seite 158). Das Bild oben beginnt mit dem geschlossenen Schalter, was durch die kurzen Peaks, zu dem höchsten Spannungswert hin, gekennzeichnet ist. Darunter halten sich die Ein- und Auszeiten in Waage. In diesem Punkt leuchtet die LED mit halber Helligkeit. Das unterste Bild zeigt den geöffneten Schalter. In dieser Phase leuchtet die LED am Hellsten.

***Stephan Fähse***

## 4.4 Endergebnis

Das Platinenlayout gestaltete sich nicht einfach, da relativ viele OPVs zum Einsatz kommen. Es verblieben vier Brücken, die sich nicht vermeiden ließen. Abbildung **??** auf Seite ?? beinhaltet die komplette Schaltung, so, wie sie aufgebaut wurde. Das passende Board ist in Abbildung **??** auf Seite ?? zu begutachten.

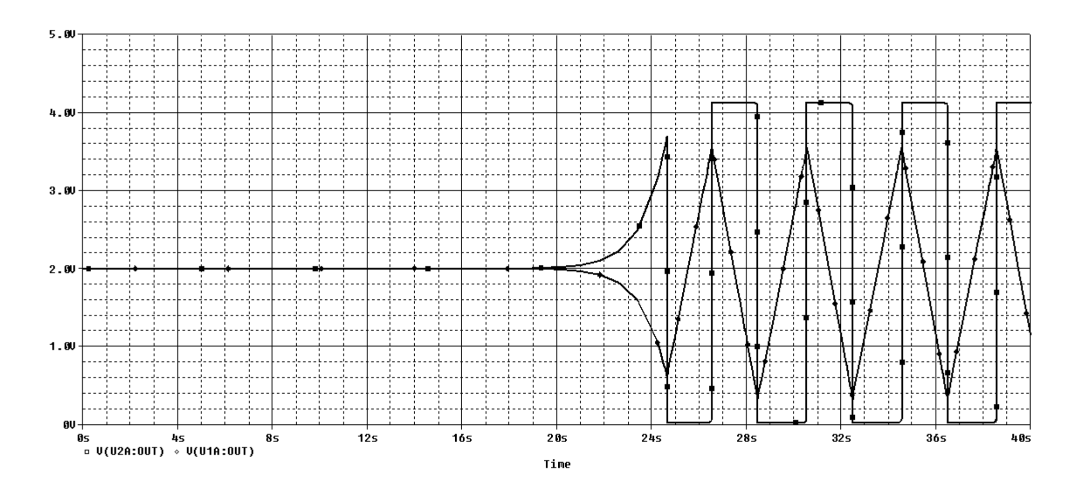



Abbildung 5.33: $0,25$ Hz-Oszillator

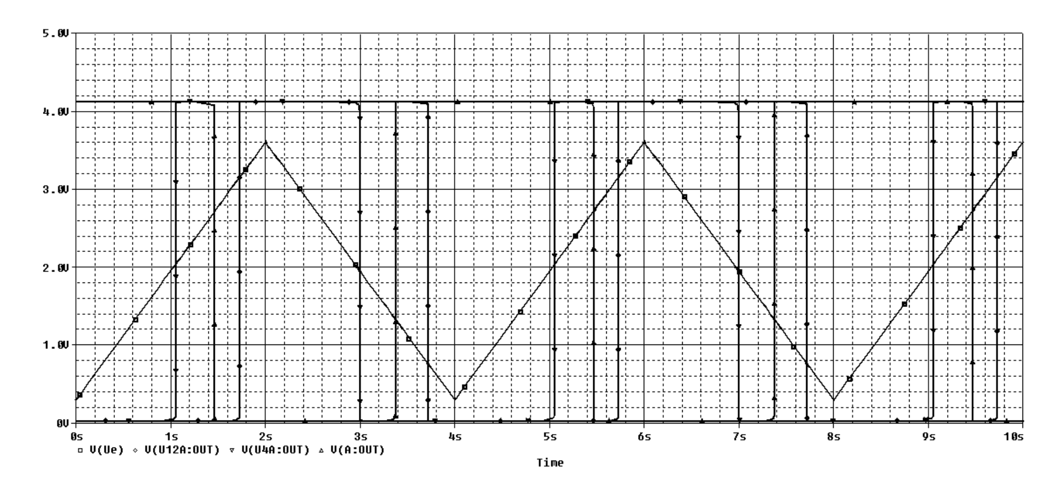



Abbildung 5.34: Signalverläufe an den Schmitt-Trigger

Nach der Fertigstellung der Platine, ging es an die Inbetriebnahme. Jedoch ohne Erfolg. Es stellte sich heraus, dass eine gewollte Verbindung zwischen zwei Leiterbahnen versehentlich durchtrennt wurde. Die Behebung des Fehlers verlief rasch. Danach ist kein weiterer Fehler entdeckt worden.
Die Schaltung wird den gleichen Simulationen unterzogen, wie die der Virtuellen. Die Rechteck-Dreieck-Generatoren arbeiten zuverlässig (Abbildung 5.36 auf Seite 159 und Abbildung 5.37 auf Seite 159). Die Schmitt-Trigger (Abbildung 5.38 auf Seite 160) liefern eine Abweichung in der Amplitude und Phase. Diese sind auf die gerundeten Bauteilwerte zurückzuführen. Schlussendlich sind die Fehler zu tolerieren und das Gesamtergebnis sieht deswegen nicht unspektakulärer aus. Die PWM eines LED-Stranges zeigen Abbildung 5.39 auf Seite 160, Abbildung 5.40 auf Seite 161 und Abbildung 5.41 auf Seite 161 auf.

Einige Bilder geben die Impressionen des Erarbeiteten wieder.

***Stephan Fähse***

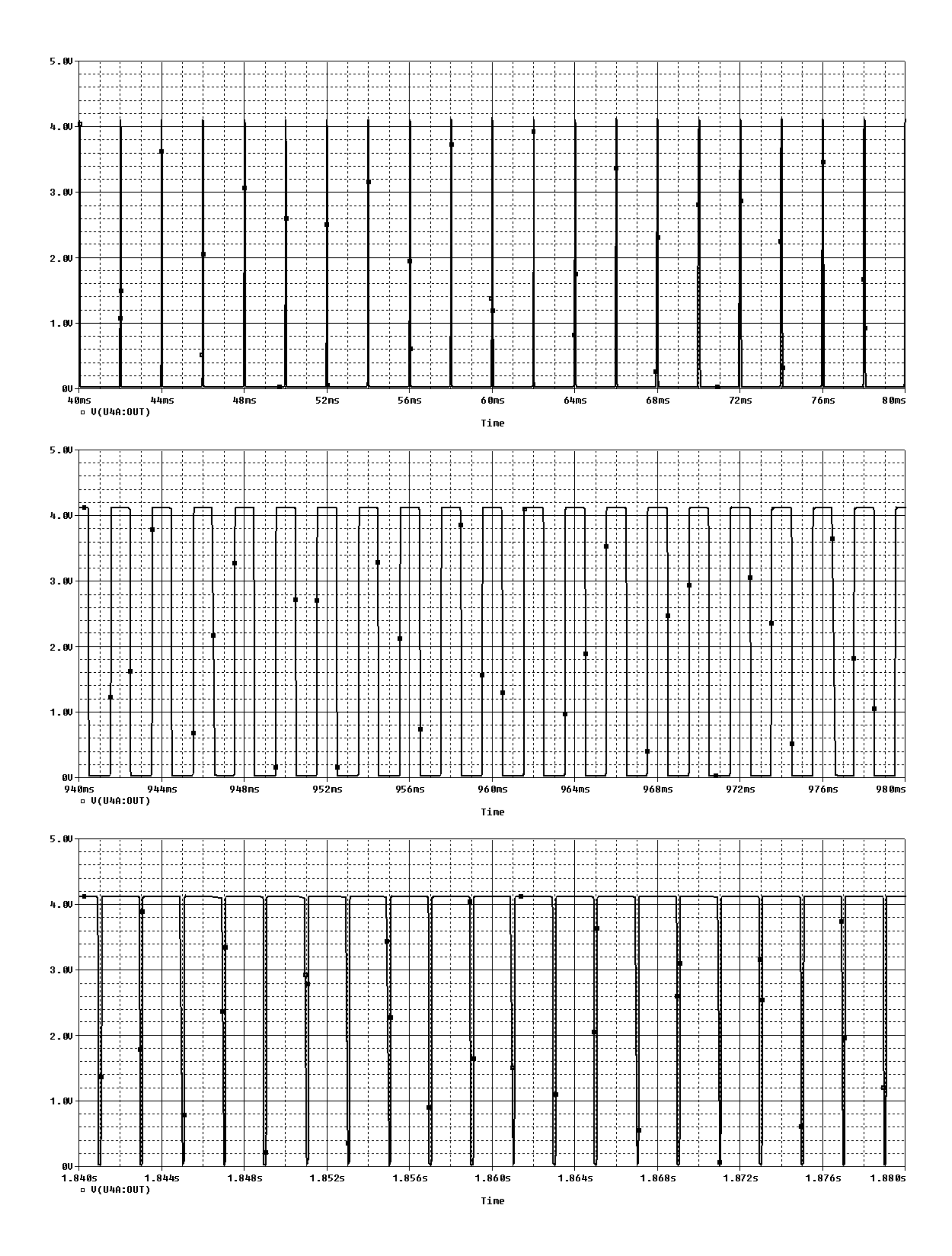



Abbildung 5.35: PWM-Signal einer LED

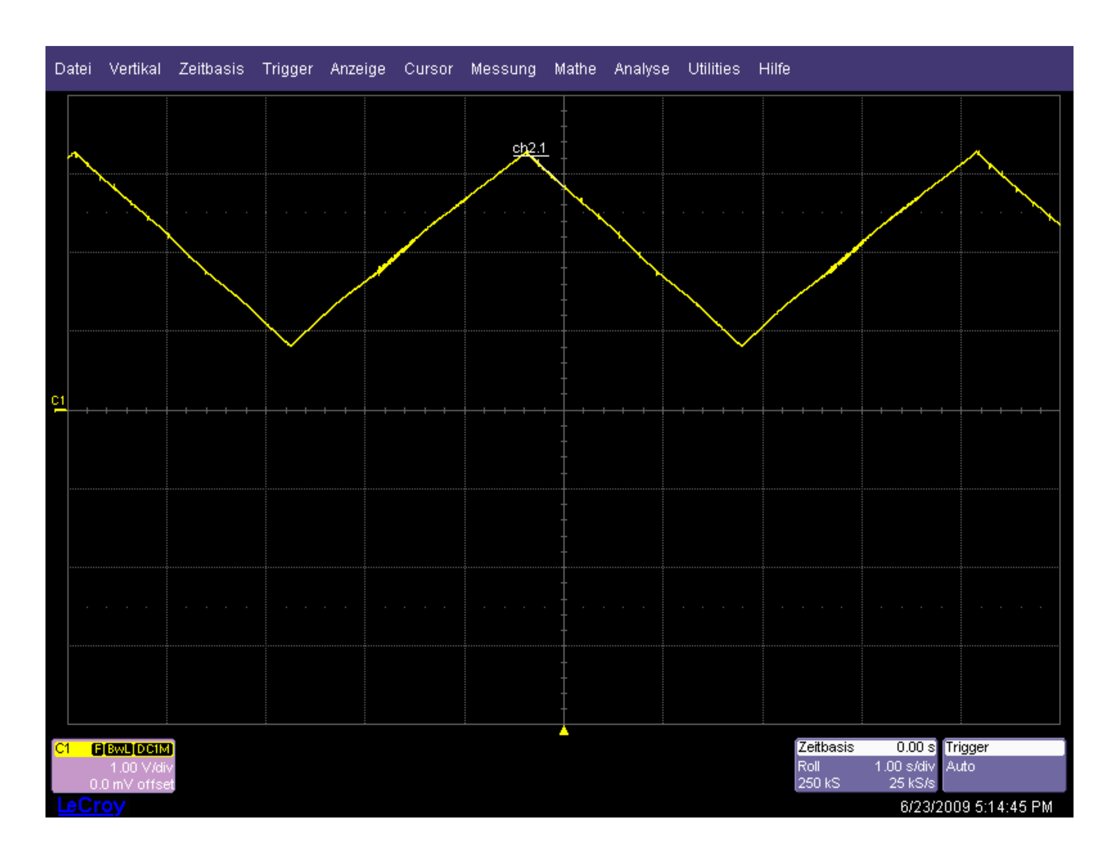



Abbildung 5.36: 0.25 Hz-Oszillator auf der Platine.

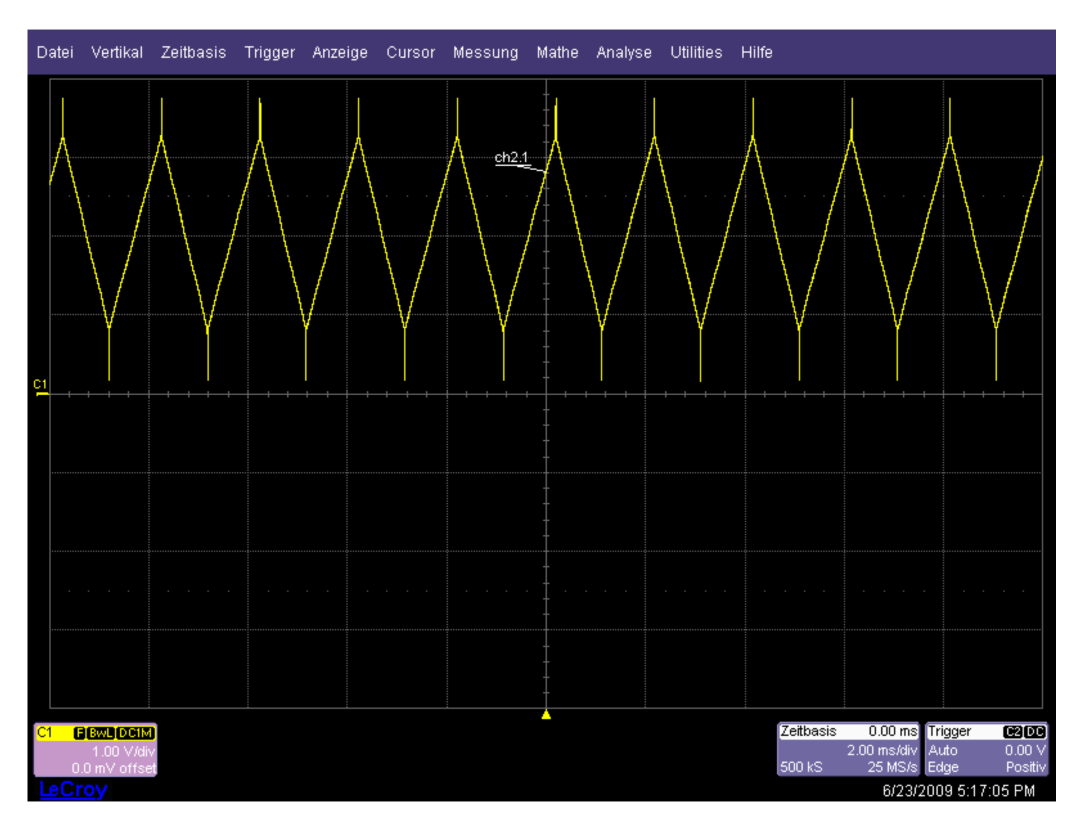



Abbildung 5.37: 500 Hz-Oszillator auf der Platine.

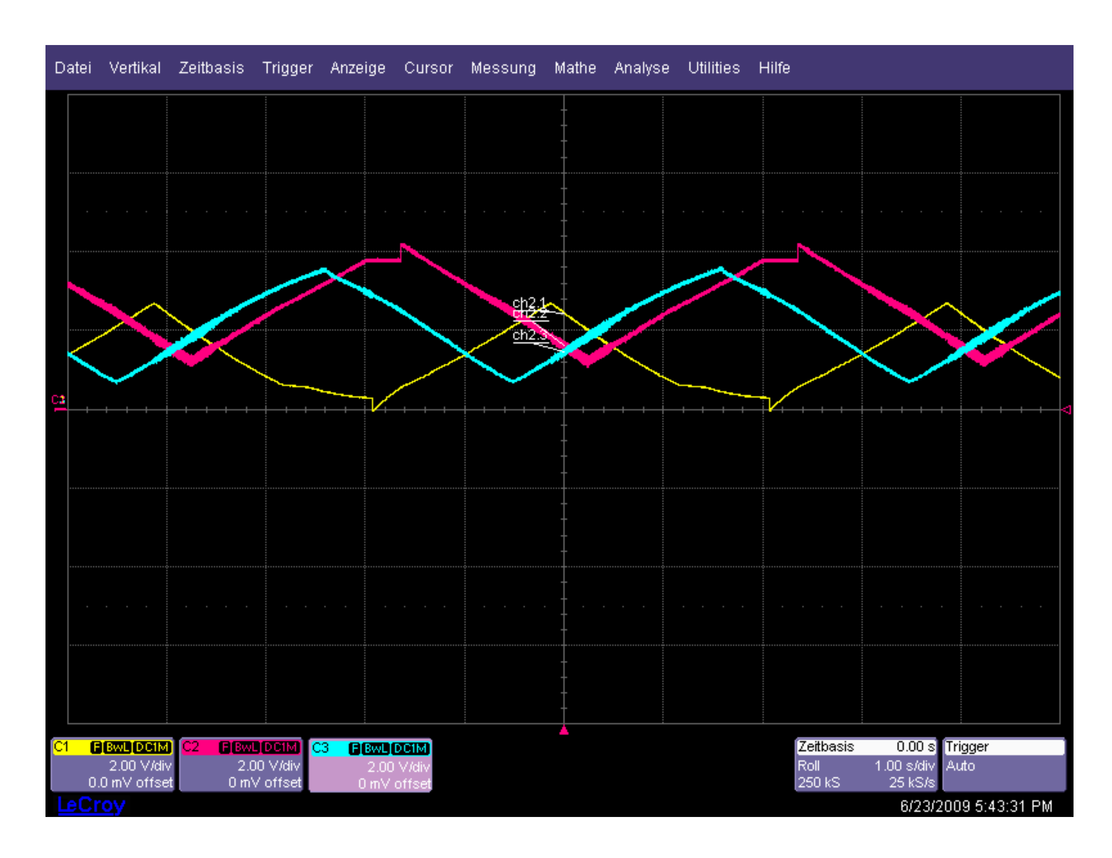



Abbildung 5.38: Zeitverläufe der einzelnen Schmitt-Trigger.

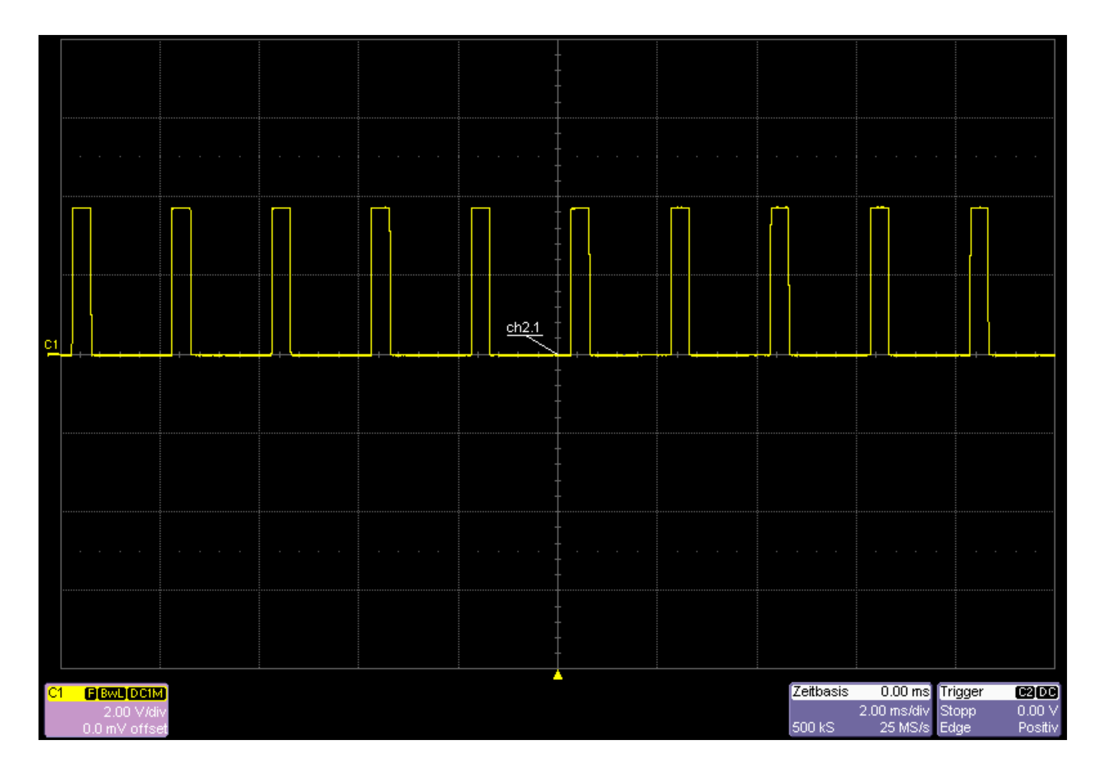



Abbildung 5.39: Reale PWM mit niedrigem Tastverhältnis.

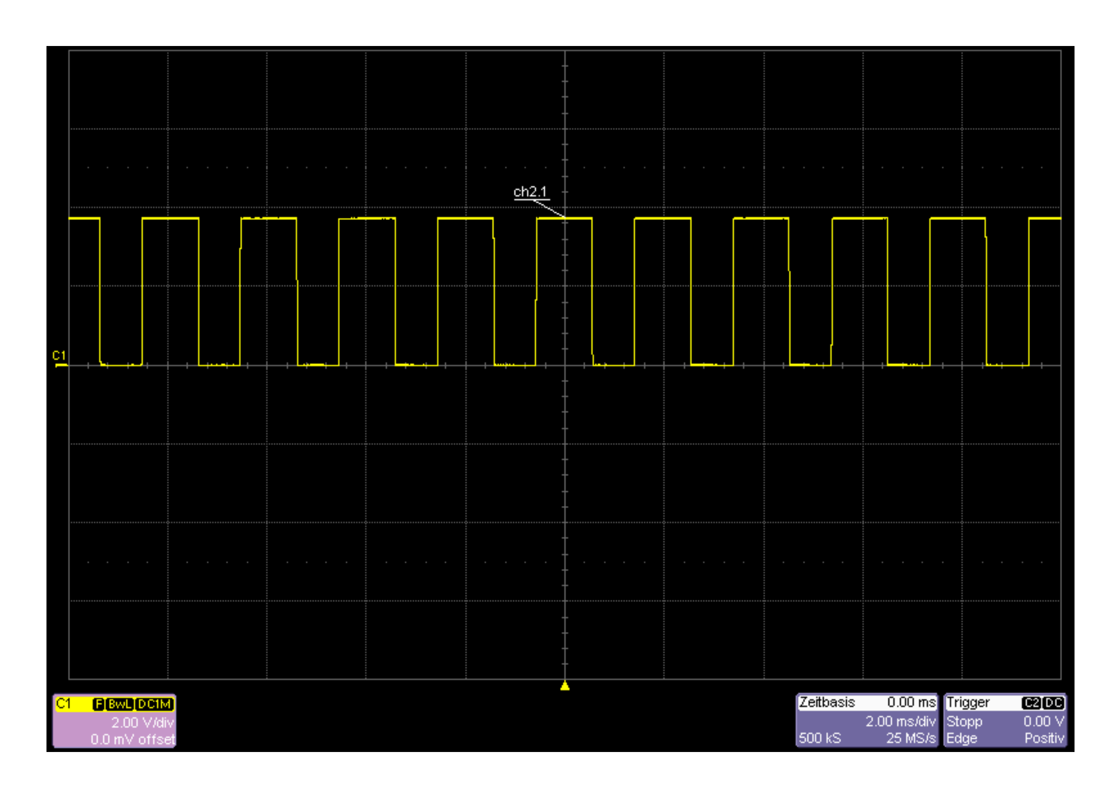



Abbildung 5.40: Reale PWM mit mittlerem Tastverhältnis.

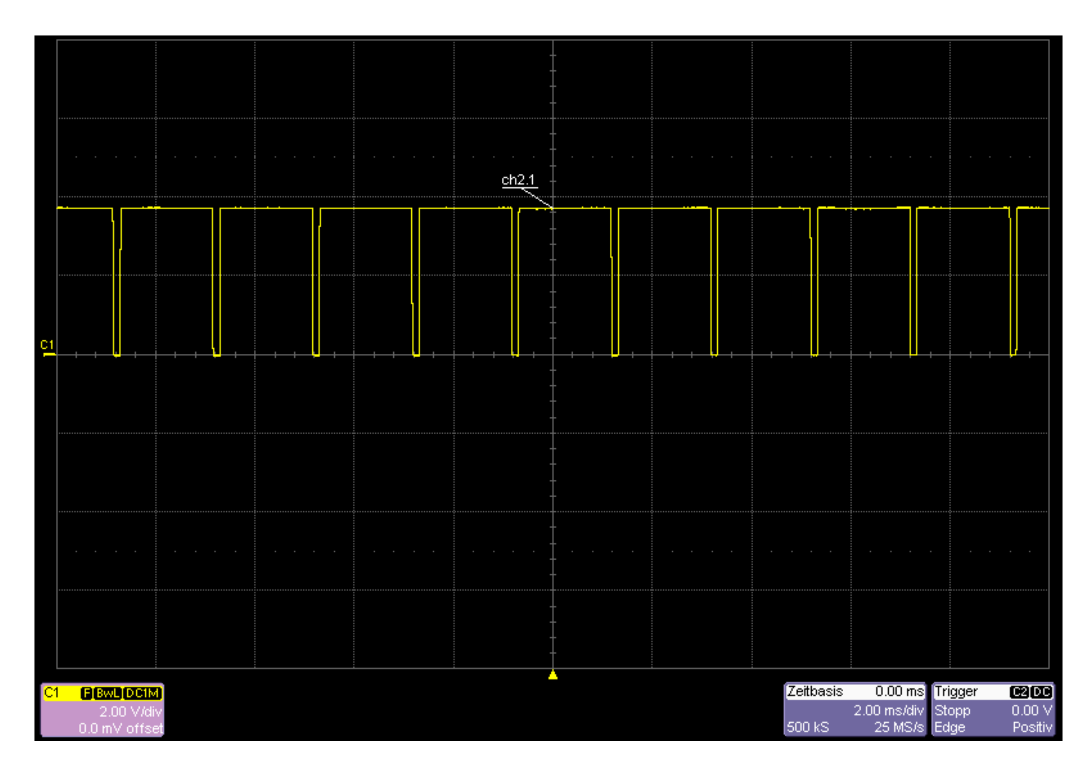



Abbildung 5.41: Reale PWM mit niedrigem Tastverhältnis.

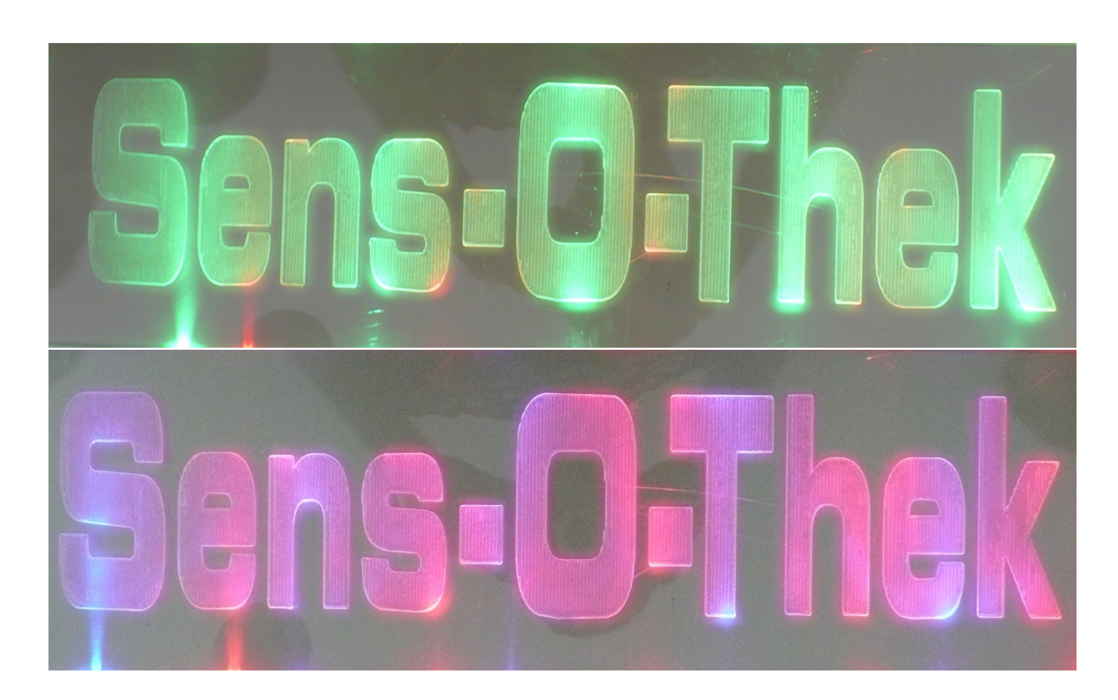



Abbildung 5.42: Fertige Illumination des Sens-O-Thek-Schildes.

# 5. Füllstand-Fass

**Teilnehmer:** Meijun Liu, Jörg Jungblut, Lillian Ho

**Zielbeschreibung:**
Nachdem bei der Planung des Projekts beschlossen wurde den Füllstand des Bierfasses der geplanten Zapfanlage anzeigen zu lassen, überlegte sich die Gruppe Licht und Anzeige die Füllstände wie die Signalanzeige oder den Akkuladezustand eines Handys in Form von beleuchteten Säulen auszugeben.
Nach Rücksprache mit der für die Messung des Füllstandes verantwortlichen Gruppe einigte man sich auf binäre Signale für fünf signifikante Füllstandswerte, die an die Gruppe Licht und Anzeige weiter gegeben werden würden. Da nicht einfach nur eine Reihe von Säulen an und aus gehen sollten, entwickelte die mit der Realisierung dieser Anzeige beauftragte Untergruppe eine Schaltung, die mit Hilfe von Logikbausteinen und Pulsweitenmodulationen (PWM) ein Auf- und Abdimmen der Säulen, sowie Farbwechsel bei geringeren Füllständen als auch ein Warnblinklicht bei leerem Bierfass erzeugen und zusätzlich einen Modus für den geplanten Alkoholalarm beinhalten würde. Die Ausleuchtung der Säulen soll letztendlich durch LEDs erfolgen.
Das Rechtecksignal des Warnblinklichts mit der Frequenz von ca. 1Hz, zur Anzeige des Füllstandes „Fass leer / 0L“ und des Alkoholalarms, wird durch einen Dreieck-Rechteckgenerator erzeugt. Dieser Dreieck- Rechteckgenerator wurde gewählt, da er mittels geringer Änderungen der Dimensionierung auch als Signalgeber eines Dreiecksignals mit der Frequenz von ca. 200Hz genutzt werden kann, welches für die Realisierung der PWM benötigt wird.
Das Auf- und Abdimmen der LEDs wird durch eine PWM erreicht bei der die Füllstandssignale, gegebenenfalls in Verbindung mit Logikschaltungen, in Integratoren gegeben werden und deren Ausgangssignale, sowie das Dreiecksignal des 200Hz Oszillators, in einem Komparator die pulsweitenmodulierten Ausgangssignal für die LEDs erzeugen.
Die Logikschaltungen dienen der Farbmischung, indem rote und grüne LEDs, je nach Füllstand getrennt, gemeinsam oder gar nicht angesteuert werden.

***Jörg Jungblut***

## 5.1 Logikschaltung

Logikgatter geben eine logische Auswertung von Eingangssignalen einer Schaltung aus. Da wir von Gruppe 4 (Getränkeausgabe mit Füllstandsmessung und Alkoholtest) sechs verschiedene Eingangssignale für unterschiedliche Fasszustände und den Alkoholtest bekommen, müssen wir diese mit Hilfe von Logikschaltungen verarbeiten, um die geplanten, verschiedenen Farbmischungen realisieren zu können. Je nach Füllstand werden rote und grüne LEDs gemeinsam oder getrennt angesteuert.
Für unsere Schaltung verwenden wir folgende Gatter-Typen:

- 74HCT04(NOT-Gatter)
- TC74HCT08AP(AND-Gatter)
- SN7432N(OR-Gatter)

Die Eingangssignale $3,8V$ bzw. der Alkoholtest $5V$ entsprechen dem logischen 1 (high) und $0V$ dem logischen 0 (low). Die Gatters funktionieren folgendermaßen:

Tabelle 5.5: NOT-Gatter

| X | Y |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |

***Meijun Liu, Lillian Ho***

Tabelle 5.6: AND-Gatter

| X | Y | Z |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

Tabelle 5.7: OR-Gatter

| X | Y | Z |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 |

## 5.2 Blinkschaltung für Alkolhol-Alarm & Fass-Leer

**Theorie Blinkschaltung:**
Wir haben in der Schaltung einen Dreieck- und Rechteckgenerator verwendet.

In dieser Schaltung arbeitet der erste Operationsverstärker als Integrator, der zweite als nichtinvertierender

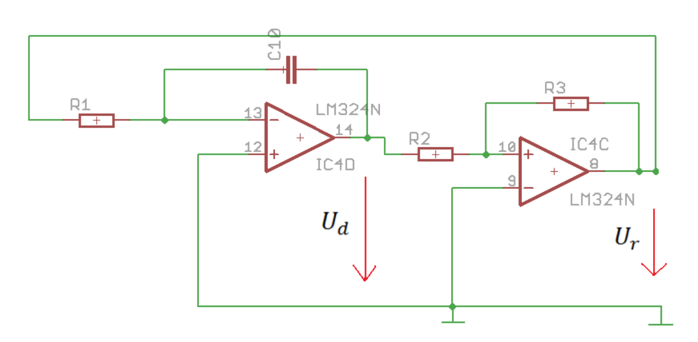



Abbildung 5.43: Dreieck- und Rechteckgenerator

Schmitt-Trigger, deren Ausgangssignale durch Reihenschaltung und Rückkopplung als Eingangssignale des jeweils anderen dienen. Durch die gegenseitige Beeinflussung regen sich die beiden OPV-Schaltungen zum Schwingen an bis sie einen stabilen, eingeschwungenen Zustand erreicht haben. Vom Ausgang des Integrators bekommen wir ein Dreiecksignal und vom Ausgang des Schmitt-Triggers ein Rechtecksignal.

Es gilt für $U_d$:

$$U_d(t) = U_d(t_0) - \int_{t_0}^{t} \frac{1}{R_1 C_{10}} U_r dt \tag{5.31}$$

und $U_r$ ergibt sich aus dem Vergleich von $U_d$ mit der Schaltschwelle $\pm V_{max}\frac{R_2}{R_3}$ wobei $V_{max}$ die maximale Ausgangsspannung des OPVs ist. Bei Überschreiten der Schwelle $V_{max}\frac{R_2}{R_3}$ schaltet $U_r$ von der negativen in die positiv Sättigung um und schaltet wieder zurück, wenn die negative Schwelle $-V_{max}\frac{R_2}{R_3}$ unterschritten wird. Ingesamt ergibt sich daraus die Periodendauer der Schwingung mit:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_3}{4R_2 \cdot R_1 \cdot C_{10}} \tag{5.32}$$

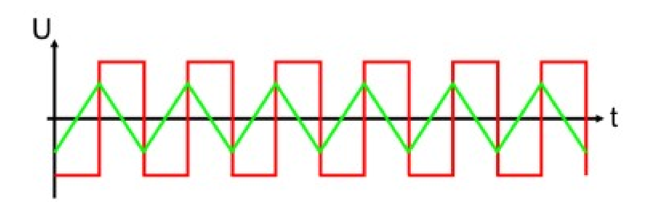



Abbildung 5.44: Spannungsverlauf

**Umsetzung**
Wie bereits erwähnt wird für die Blinkschaltung zur Anzeige des Füllstandes *Fass leer* und des *Alkoholalarms* ein Rechtecksignal mit der Frequenz von circa 1 Hz erzeugt. Die beiden Eingangssignale sind an ein OR-Gatter (SN7432N) angeschlossen, welches am Ausgang einen „High"-Pegel von +5 V liefert sobald mindestens eines der beiden Eingangssignale einen „High"-Pegel liefert. Dieses Signal wird wiederum durch ein AND-Gatter (TC74HCT08AP) mit dem 1 Hz-Rechtecksignal des ersten Oszillators verknüpft und steuert so einen Transistor an, der die für den Betrieb der LEDs benötigte Spannung von +15 V durchschaltet. Diese hohe Spannung wird durch die höhere Schwellspannung der zum Einsatz kommenden superhellen LEDs von je 2,2 V erforderlich, welche sich bei vier LEDs auf 8,8 V addiert, was ein Logikgatter mit einer Versorgungs- und somit maximalen Ausgangsspannung von +5V nicht hätte bereitstellen können. Das Eingangssignal des Alkoholalarms ist zudem an ein NOT-Gatter(74HCT04) angeschlossen, so dass ein danach folgender Transistor die Masseanschlüsse der normalen Anzeige LEDs unterbricht und nur das Blinksignal erhalten bleibt, sobald das Alkoholalarmsignal einen High-Pegel liefert. Durchs Ausprobieren haben wir festgestellt, dass die Widerstände nicht zu klein gewählt werden dürfen. Das liegt daran, so dass die Widerstände an den Eingängen eines OPVs keine Wirkung haben, wenn diese Widerstände im Vergleich zu den Eingangswiderstand des OPVs zu klein sind ($< 1k\Omega$). Die Dimensionierung sieht folgendermaßen aus: $\mathrm{R_1} = 680\,\mathrm{k\Omega}$ , $\mathrm{R_2} = 1\,\mathrm{k\Omega}$ , $\mathrm{R_3} = 1,2\,\mathrm{k\Omega}$ , $\mathrm{C_{10}} = 470\,\mathrm{nF}$
In die Formel eingesetzt:

$$\mathrm{f} = \frac{1}{T} = \frac{\mathrm{R_3}}{4\mathrm{R_2} \cdot \mathrm{R_1} \cdot \mathrm{C_{10}}} = \frac{1,2\,\mathrm{k\Omega}}{4 \cdot 1\,\mathrm{k\Omega} \cdot 680\,\mathrm{k\Omega} \cdot 470\mathrm{nF}} = 0,9\,\mathrm{Hz} \quad (5.33)$$

***Meijun Liu, Jörg Jungblut, Lillian Ho***

## 5.3 Pulsweitenmodulation zur Dimmung von LEDs

**Theorie Pulsweitenmodulation:**
Zur Realisierung eines Dimmeffektes bei Änderungen der Füllstands-Eingangssignale wird auf das Prinzip der Pulsweitenmodulation zurückgegriffen. Hierzu werden die Füllstandssignale an die Eingänge von Integratoren gelegt die annähernd auf ihre Versorgungsspannung von +15V auf-, bzw. -15V abintegrieren. Diese Signale werden, da sie durch die Integratoren invertiert wurden, auf die invertierenden Eingänge je eines Komparators gelegt. An die nichtinvertierenden Eingänge der Komparatoren wird das 200Hz Dreiecksignal des zweiten Oszillators angeschlossen. Die Komparatoren erzeugen nun pulsweitenmodulierte Rechtecksignale, deren Frequenz sich mit steigender, bzw. sinkender Ausgangsspannung der Integratoren ändert und so die angeschlossenen LEDs schnell ein und aus geschaltet werden, so dass die LEDs für den Betrachter je nach aktueller Einschaltdauer heller oder dunkler erscheinen.

**Umsetzung**
In unserer Schaltung dienen 4 ICs vom Typ LM324 der Realisierung der PWM. Der Dreieckgenerator befindet sich in dem gleichen IC wie der Oszillator für die Blinkschaltung, wobei die OPVs in den anderen drei ICs als Integratoren und Komparatoren betrieben werden.
Der Aufbau der beiden Oszillatoren ist identisch, aber in diesem Fall muss man die Frequenz soweit erhöhen, dass das Auge das Ausgangssignal nicht als Blinken, sondern als unterschiedliche Hellligkeiten wahrnimmt. Mit der Frequenz von ca. 200 Hz wird der Effekt erreicht. Die Formel für die Frequenz lautet:

$$f = \frac{R_6}{4R_5R_4C_9}$$

Unsere Dimensionierung sieht folgendermaßen aus:
$R_5 = 1k\Omega$, $R_6 = 1,2k\Omega$, $R_4 = 3,3k\Omega$ , $C_9 = 470nF$
In die Formel eingesetzt:

$$f = \frac{1,2k\Omega}{4 \cdot 1k\Omega \cdot 3,3k\Omega \cdot 470nF} = 193Hz$$

Damit die invertierenden Eingänge der Integratoren entweder auf 3,8V oder auf 0V liegen, wird vor jedem Integrator ein Pulldown-Widerstand angeschlossen. Der Pulldown-Widerstand liegt zwischen dem Signal-Eingang und GND. Beim Wegfallen des Eingangssignales zieht der Pulldown-Widerstand die Spannung am Eingang hinunter auf GND (0V). Die Pulldown-Widerstände ($R = 1M\Omega$) werden möglichst groß gewählt, so dass der Verlust durch Stromfluss über Pulldown-Widerstände minimal bleibt.
Mit dieser Voraussetzung wird an den nichtinvertierenden Eingängen der Integratoren eine konstante Spannung $U_+ = \frac{3,8}{2}V = 1,9V$ benötigt, damit die Integratoren auf +15V bzw. auf -15V integieren können. Dafür wird ein Spannungsteiler ($R_8 = 33k\Omega$ und $R_{11} = 22k\Omega$) eingesetzt, der mit 5V-Versorgung angeschlossen ist, und dadurch eine Spannung von 2V liefert, die sich der erwünschten 1,9V annähert. Mit der Formel $U_a = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_e \, dt$ lässt sich die Integrierzeit (Dimmdauer) berechnen:

$$t = -U_a \cdot RC = 3,8V \cdot 33k\Omega \cdot \frac{47\mu F}{3,8V} = 6s$$

Die Signale von Integratoren gehen dann direkt weiter zu dem entsprechenden Komparator. Um einige Verbindungen zu sparen, werden Integratoren und Komparatoren bewusst paarweise in einem IC zusammengefasst. Bevor die Ausgangssignale von den Komparatoren über einen Stecker zu den LEDs gehen, müssen die Vorwiderstände der LEDs noch berücksichtigt werden.
Für die Vorwiderstandberechnung verwenden wir die Formel:

$$R_v = \frac{U_e - U_{LED}}{I_{LED}}$$

Die roten LEDs haben eine 2V Schwellenspannung, während die grünen 3V haben. Für beide gilt der 20mA Betriebstrom.
Da wir immer 4 LEDs in Reihe schalten, beträgt der gesamte LED-Spannungsabfall für
$U_{Rot_{LED}} = 4 \cdot 2V = 8V$ und für $U_{Grün_{LED}} = 4 \cdot 3V = 12V$ Eingesetzt in die Formel erhält man:

$$R_{v_{Rot}} = \frac{15V - 8V}{20mA} = 350\Omega$$

Da es im Labor diesen Widerstandswert nicht gibt, haben wir einen Widerstandswert von $390\Omega$ in unsere Platine eingebaut.

$$R_{v_{Grün}} = \frac{15V - 12V}{20mA} = 150\Omega$$

Um auch Farbwechsel darstellen zu können wird vor einigen Integratoren für die niedrigen Füllstände eine Reihe von Logikgattern eingebaut. Ein NOT-Gatter sorgt dafür, dass beim Wegfall des Drei-Liter-Signals (Pin 16 vom Bus) in den verbleibenden zwei Säulen zusätzlich zu den in allen Säulen eingebauten grünen LEDs rote LEDs aufdimmen und gemeinsam durch additive Farbmischung eine Gelbfärbung der beiden Säulen erzeugen. Beim Wegfall des 2Liter-Signals (Pin 15 vom Bus) erlöschen die grünen LEDs in der vorletzten Säule, so dass diese nur noch rot leuchtet. Fällt nun auch das Ein-Liter-Signal(Pin 14 vom Bus) weg, erlöschen die grünen LEDs der ersten Säule. Darüber hinaus sorgt ein AND-Gatter vor dem Integrator für die roten LEDs der zweiten Säule dafür, dass diese nun ebenfalls erlöschen. Ist das Bierfass leer(Signal des Pin 13 vom Bus), liegt auf dem entsprechenden Anschluss ein High-Signal wodurch, wie bereits oben in der Theorie zur Blinkschaltung beschrieben, ein rotes Blinksignal in allen vier Säulen eingeschaltet wird. Die rote Ausleuchtung der ersten Säule bleibt im normalen Anzeigemodus allerdings auch bei leerem Fass bestehen und erlischt nur, wenn der Alkoholalarm aktiv wird.

***Meijun Liu, Jörg Jungblut, Lillian Ho***

## 5.4 Zusammenfassung der kompletten Schaltung

**Beschreibung der Funktion der Gesamtschaltung:**
Die fertige Schaltung funktioniert folgendermaßen:
Die Eingangssignale der Fassfüllstände für 1L und 3L werden durch Logikschaltungen ausgewertet und anschließend an Integratoren weiter gegeben. Zusätzlich werden diese Signale, sowie die Signale für 2L und 4L direkt an weitere Integratoren angeschlossen. Je nach Füllstand leuchten nun durch Pulsweitenmodulation angesteuerte LED-Stränge, die von innen angeschliffene Acrylsäulen ausleuchten und so den Füllstand des Fasses anzeigen. Neben den Füllstandssignalen werden auch zwei Signale für den Leerzustand des Fasses und einen Alkoholtest durch Logikschaltungen ausgewertet und gegebenenfalls durch ein rotes Blinksignal in allen vier Anzeigesäulen ausgegeben.
Das Blinksignal wird durch einen 1Hz Oszillator erzeugt und als Rechtecksignal ausgegeben, welches einen Transistor ansteuert, der schließlich die Betriebsspannung der Blink-LEDs durchschaltet.
Die Pulsweitenmodulation, die die LEDs der Füllstandsanzeige ansteuert, wird durch das Dreieckssignal eines 200Hz Oszillators und das Ausgangssignal der zuvor erwähnten Integratoren in Verbindung mit je einem Komparator erzeugt. Dadurch wird ein Dimmeffekt ermöglicht, der die Anzeige optisch ansprechender erscheinen lässt, als ein einfaches Ein- und Ausschalten der LEDs.
Das Signal des Alkoholalarms ist zusätzlich über einen logischen Invertierer an einen Transistor angeschlossen, der die Verbindung der Füllstandsanzeige-LEDs zur Masse unterbricht und somit die Füllstandsanzeige deaktiviert, wenn der Alkoholalarm angezeigt werden soll.

**Säulenanzeige:**

Tabelle 5.8: Säulenanzeige

| | **Säule 1** | **Säule 2** | **Säule 3** | **Säule 4** |
|---|---|---|---|---|
| **4L-5L** | **grün** | **grün** | **grün** | **grün** |
| **3L-4L** | **grün** | **grün** | **grün** | **aus** |
| **2L-3L** | **gelb** | **gelb** | **aus** | **aus** |
| **1L-2L** | **gelb** | **rot** | **aus** | **aus** |
| **0L-1L** | **rot** | **aus** | **aus** | **aus** |
| **Leer** | **rot** | **blinken** | **blinken** | **blinken** |
| **Alkoholalarm** | **blinken** | **blinken** | **blinken** | **blinken** |

***Jörg Jungblut***

# Appendix

## Inhaltsangabe

# Literaturverzeichnis


[Alb05a] ALBACH, Manfred: Grundlagen der Elektrotechnik 1. Pearson Studium, 2005. – 64–68 S.

[Alb05b] ALBACH, Manfred: Grundlagen der Elektrotechnik 3. Pearson Studium, 2005

[Alb05c] ALBACH, Manfred: Grundlagen der Elektrotechnik 4. Pearson Studium, 2005

[Alb05d] ALBACH, Manfred: Grundlagen der Elektrotechnik 5. Pearson Studium, 2005

[Bau06] BAUMANN, Peter: Sensorschaltungen. Vieweg+Teubner, 2006

[Ber] BERNSTÄDT, Herbert: LED Ansteuerung Intern und Extern. http://www.hbernstaedt.de/KnowHow/LED/LED_steuern.htm

[Con09] CONRAD: Drucksensor FSR150NS. http://produktinfo.conrad.com/datenblaetter/175000-199999/182558-an-01-de-Drucksensor_FSR-152AS.pdf. Version: 2009. – [Online; Stand 23. Juni 2009]

[Dic97] DICKREITER, Michael: Handbuch der Tonstudiotechnik Bd. I. Saur-Verlag, 1997. – ISBN 9783598113215

[Dic01] DICKASON, Vance: Lautsprecherbau: Bewährte Rezepte für den perfekten Bau. Elektor-Verlag, 2001. – ISBN 9–783895–76116–4

[EKa] http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0210251.htm

[EKb] http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0310121.htm

[EKc] http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0206115.htm;

[EKd] http://www.ne555.at/timer-ic-ne555/grundschaltungen.html

[EKe] http://www.ferromel.de/tronic_14.htmvom20.06.2009

[EKf] http://www.endrich.com/de/site.php/377vom20.06.2009

[EKg] http://www.ne555.at/timer-ic-ne555/aufbau-ne555.html

[EKh] http://www.elka.de/download/dokumentation/grundlagen/d/PIR_technik1.pdf

[EKi] http://www.wilke.de/downloads/applicationnotes/PDF/Applikationsbericht_068_WilkeTechnology.pdf

[EKj] http://cst.mi.fu-berlin.de/teaching/WS0607/19606-P/Hardware/HW11.pdf

[EKk] http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/ne555.pdf

[EKl] http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/2183.pdf

[EKm] http://www2.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/150000-174999/172500-as-01-de-PIR_SMD_MODUL_3_12V_2_mA.pdf

[EKn] http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0310121.htm

[EKo] http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0206115.htm

[EKp] http://www.elektronik-kompendium.de/public/schaerer/ureg3pin.htm

[EKq] http://www.elektronik-kompendium.de/public/schaerer/ureg3pin.htm

[EKr] http://elektronik.kai-uwe-schmidt.de...log_netzgeraet

[EKs] http://www.synrise.de/diy/supply/supply.htm

[EKt] ELEKTRONIK-KOMPENDIUM: Astabile Kippstufe. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/schalt/03101311.gif

[EKu] ELEKTRONIK-KOMPENDIUM: Astabile Kippstufe/Multivibrator. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0310131.htm

[EKv] ELEKTRONIK-KOMPENDIUM: NE555-Aufbau. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/schalt/02061151.gif

[Fai09a] FAIRCHILD: Datenblatt BD139. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/fairchild/BD139.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Fai09b] FAIRCHILD: Datenblatt BD140. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/fairchild/BD140.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Fai09c] FAIRCHILD: Datenblatt BD241. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/fairchild/BD241.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Fai09d] FAIRCHILD: Datenblatt BD242. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/fairchild/BD242.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Güh06] GÜHMANN, Prof. Dr.-Ing. C.: Messen Elektrischer Größen. Technische Universität Berlin, 2006. – Kap.4 29–110 S.

[Gr2a] http://sol.ea.rbs.schule.ulm.de/sol/eoffline/sites/slt/0204301.htm

[Gr2b] http://www.darc.de/distrikte/f/39/Netzteil.pdf

[Hau] HAUG, Eberhard: LED-Grundlagen. http://www.led-treiber.de/html/leds_grundlagen.html

[Inf09] INFINEON: SAE800 Datenblatt. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/infineon/1-sae800.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Kam08] KAMMEYER, Karl-Dirk: Nachrichtenübertragung. Vieweg+Teubner Verlag, 2008

[Kin] KINGBRIGHT: Anzeige SC23-12 RT. http://www.fush.lv/Kingbright/Data/Sx23(V1).pdf

[Kom09a] KOMPENDIUM, Elektronik: Differenzverstärker / Subtrahierer. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0210153.htm. Version: 2009. – [Online; Stand 23. Juni 2009]

[Kom09b] KOMPENDIUM, Elektronik: Invertierender Verstärker. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0210141.htm. Version: 2009. – [Online; Stand 23. Juni 2009]

[Kom09c] KOMPENDIUM, Elektronik: Spannungsfolger / Impedanzwandler. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0210151.htm. Version: 2009. – [Online; Stand 23. Juni 2009]

[Lie] LIEBIG, Erik: Pulsweitenmodulation. http://projektlabor.ee.tu-berlin.de/projekte/telelaser/ref/Folien_Pulsweitenmodulation_Liebig_2008_04_30.pdf

[Lie09] LIETZ, Dr. W.: Definition Audioverstärker vom 23.06.2009. http://www.calling-cards-prepaid-telefonkarten-online.de/Verstaerker.html. Version: 2009

[Men09] MENZEL, Daniel: Referat Verstärker im Projektlabor vom 07.05.2009. http://projektlabor.ee.tu-berlin.de/projekte/sens-o-thek/unterlagen/referate/Folien_Audioamps_Menzel_2009-05-07.pdf. Version: 2009. – Online; Stand 27. Juni 2009

[Mot09] MOTOROLA: BC547 Datenblatt. http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/150/128424_DS.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Ohm09] OHMBERGER, Ralf R.: Bedeutung des Frequenzgangs für Audioverstärker vom 25.06.2009. http://www.amplifier.cd/Tutorial/Frequenzgang/Frequenzgang.htm. Version: 2009

[Org06] ORGLMEISTER, Reinhold: Vorlesungsskript Analog- und Digitalelektronik. Berlin, 2006

[Phia] PHILIPS: Gatter 74HC. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/74HC_HCT00_CNV_2.pdf

[Phib] PHILIPS: KTY81-220. www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/KTY81-2SERIES_4.pdf

[Phi09] PHILIPS: NE555 Datenblatt. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/NE_SA_SE555_C_2.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Pie09] PIEL, Prof. Dr. A.: Bild zu den Grundschaltungen vom 21.06.2009. http://www.ieap.uni-kiel.de/plasma/ag-piel/elektronik/f13_1.jpg. Version: 2009

[Süß] SÜSSBRICH, Rolf: Rolfs Elektronik. http://www.suessbrich.info/elek/SbElUtilities.html

[Sch00] SCHMUSCH, Klaus B.: Grundschaltungen Elektronik 3, 15.Auflage. Vogel-Verlag, 2000

[Sch03] SCHMUSCH, Klaus Beuth/ W.: Grundschaltungen Elektronik 3. Vogel Fachbuch, 2003

[Sch09a] SCHNABEL, Patrick: astabile Kippstufe. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0310131.htm. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Sch09b] SCHNABEL, Patrick: Gegentaktverstärker/Gegentakt-Endstufe vom 23.06.2009. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0205141.htm. Version: 2009

[Sch09c] SCHNABEL, Patrick: Grundschaltungen des Transistors vom 21.06.2009. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0203111.htm. Version: 2009

[Sch09d] SCHNABEL, Patrick: NE555/NE556. http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0206115.htm. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Sem09] SEMICONDUCTORS, National: LM386N-1 Datenblatt. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/1/03zy73s0rqcryo6seutw8twfdpyy.pdf. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Sen09] SENGPIEL, Eberhard: Zusammenschalten von Audioverstärkern vom 25.06.2009. http://www.sengpielaudio.com/Rechner-spannungsanpassung.htm. Version: 2009

[Sir09] British Police Car Siren. http://www.elecfree.com/circuit/digital-circuit/british-police-car-siren-by-ic-555/. Version: 2009. – Online; Abgerufen am 24. Juni 2009

[Tko08] TKOTZ, Klaus: Fachkunde Elektrotechnik 26.Auflage. Europa Lehrmittel, 2008

[UT02] ULRICH TIETZE, Christoph S.: Halbleiter - Schaltungstechnik. Springer, Berlin; Auflage: 12., 2002

[Wes] WESEMANN, Jens: Elektronik-Informationsseiten. http://www.jens-wesemann.de/komp0.htm

[Wika] WIKIPEDIA: Pulsweitenmodulation. http://de.wikipedia.org/wiki/Pulsweitenmodulation

[Wikb] WIKIPEDIA: Spannungsfolger. http://upload.wikimedia.org/wikipedia/de/3/3d/Voltage_follwer_4clamp%_II.svg

[Wikc] WIKIPEDIA: Subtrahierer. http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/e/e5/Differential_Amplifier.svg

[Wik09] WIKIPEDIA: Verstärker (Elektrotechnik) — Wikipedia, Die freie Enzyklopädie. http://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Verstärker_(Elektrotechnik)&oldid=60624288. Version: 2009. – Online; Stand 27. Juni 2009

[www] WWW.NE555.AT: NE555. http://www.ne555.at/timer-ic-ne555/grundschaltungen/154-ne555-als-dreieck-generator.html

# Schematics

## Gruppe 1 - Temperaturmessung

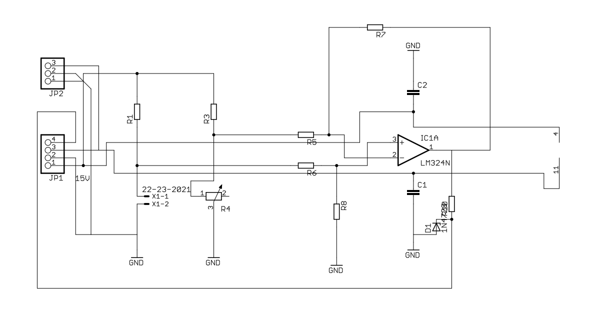



Abbildung 1: Schematics - Temperaturmessung

Tabelle 1: Bauteilliste - Temperaturmessung

| Bauteil | Typ | Anzahl |
|---|---|---|
| LM324 | IC | 1 |
| 2,5 Ω | Potentiometer | 1 |
| 10 kΩ | Widerstand | 2 |
| 220 kΩ | Widerstand | 2 |
| 8,2 kΩ | Widerstand | 2 |
| BZY 83 C 5,1 V | Zener-Diode | 2 |
| KTY81-220 | Temperatursensor | 1 |
| 22 nF | Kondensator | 2 |

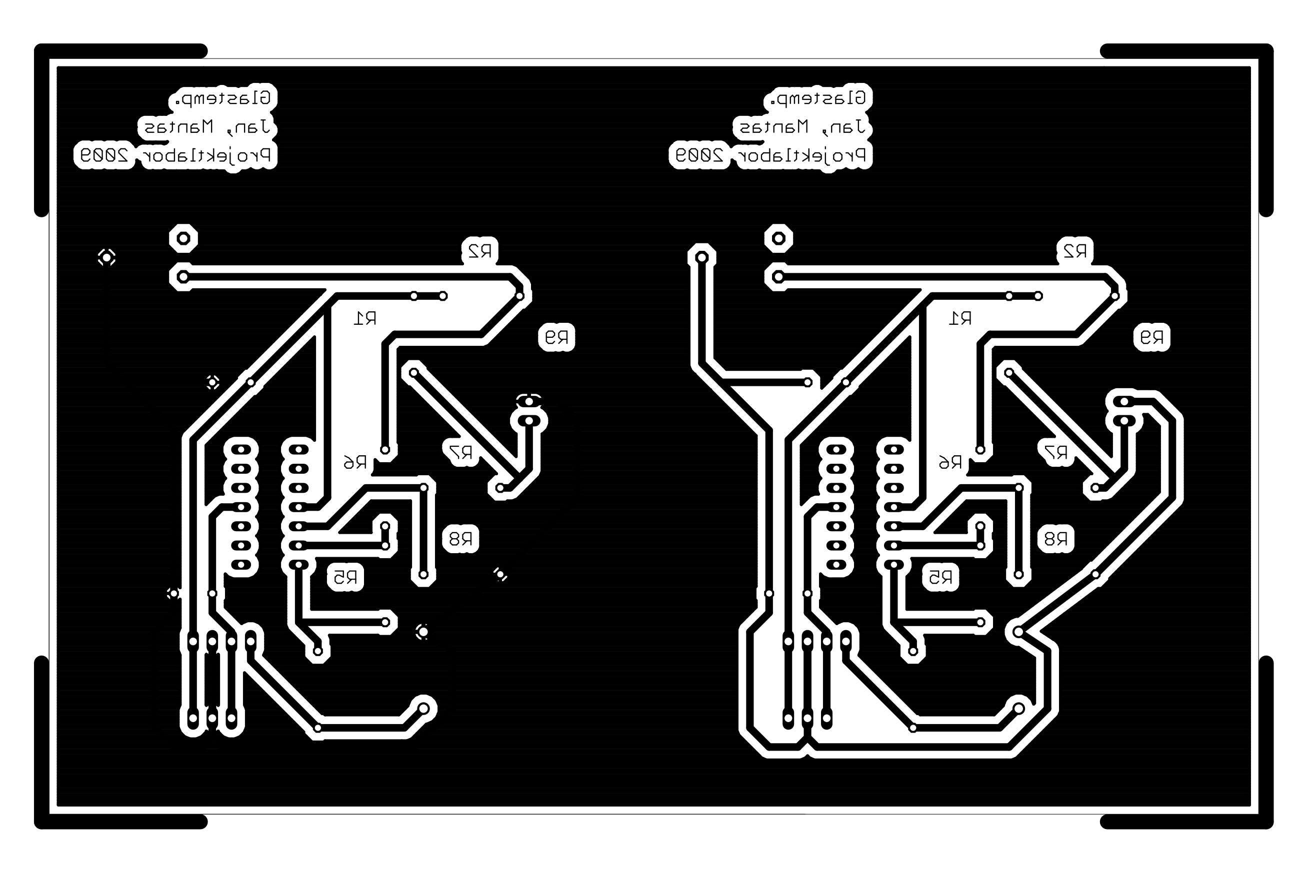


Abbildung 2: Layoutvorlage - Temperaturmessung

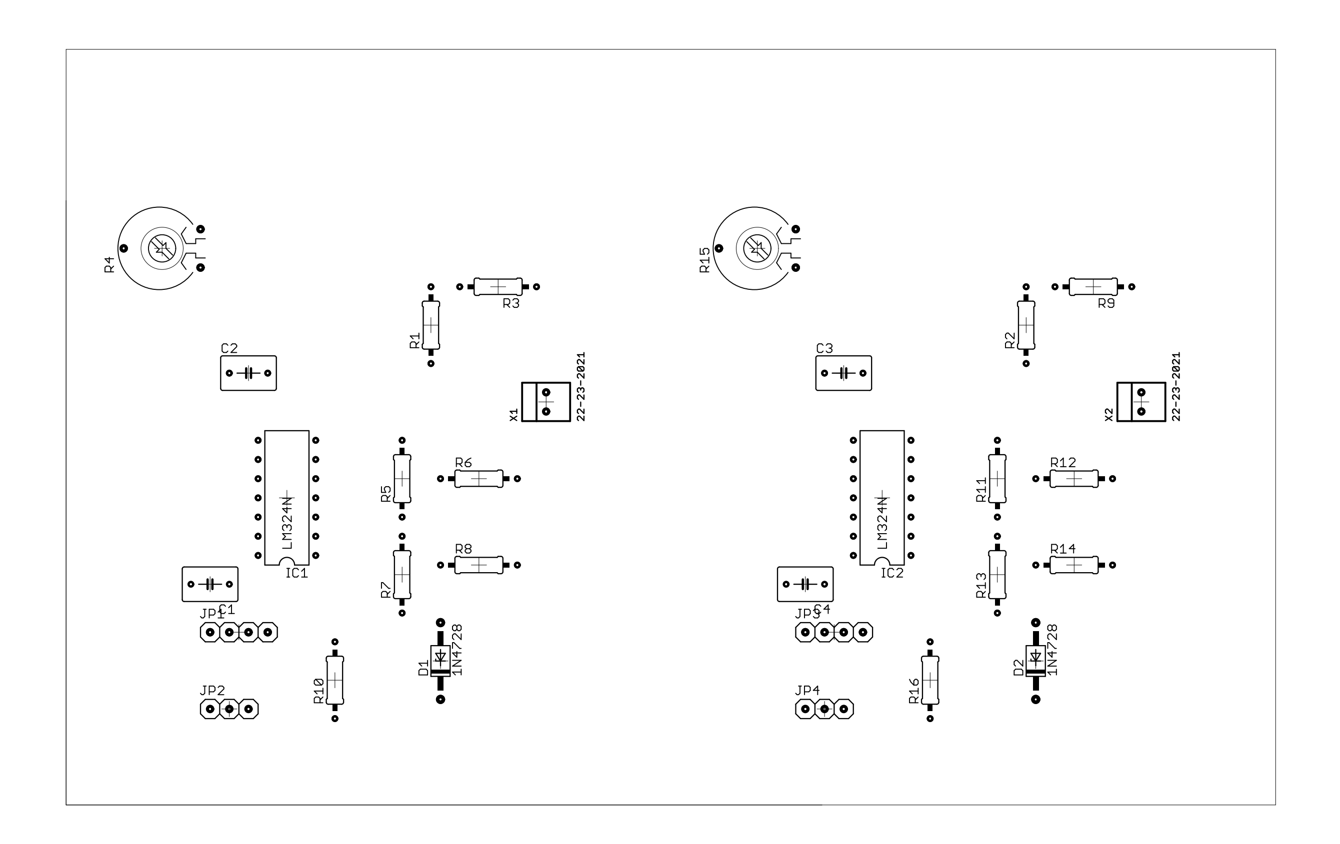



Abbildung 3: Bestückung - Temperaturmessung

## Gruppe 1 - Temperaturverarbeitung

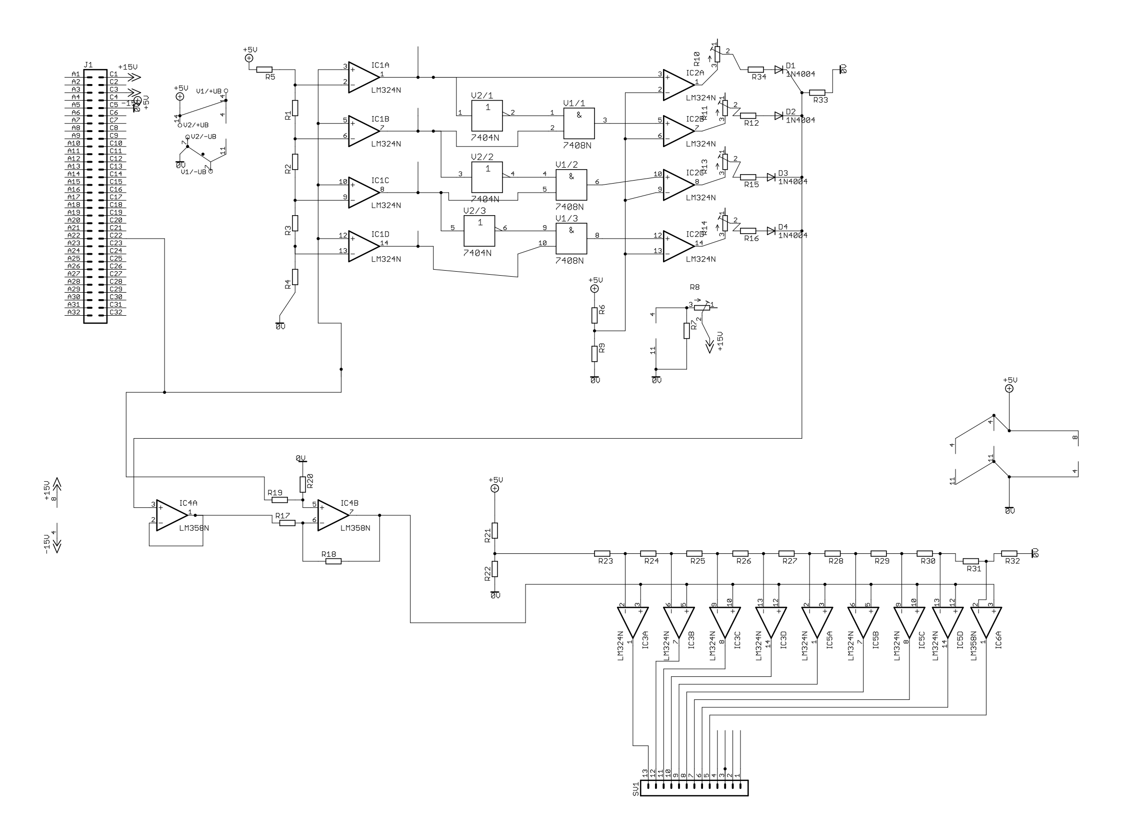



Abbildung 4: Schematics - Temperaturverarbeitung

Tabelle 2: Bauteilliste - Temperaturverarbeitung

| Menge | Typ | Bezeichnung |
|---|---|---|
| 4 | OPV | LM324N |
| 2 | OPV | LM358N |
| 5 | Trimmer 1k Ω | Spectrol 1k |
| 23 | 1 kΩ | Widerstand 1 kΩ |
| 1 | 500 Ω | Widerstand 500 Ω |
| 2 | 3.9 kΩ | Widerstand 3.9 kΩ |
| 1 | 1.5 kΩ | Widerstand 1.5 kΩ |
| 1 | 2.7 kΩ | Widerstand 2.7 kΩ |
| 1 | 6.8 kΩ | Widerstand 6.8 kΩ |
| 4 | Diode | Diode 1N4148 |
| 1 | Steckleiste | Steckleiste Pinhead 13/1 |
| 1 | AND-Gatter | 7408N |
| 1 | Inverter-Gatter | 7404N |
| 1 | Busstecker | VG64P Stecker |

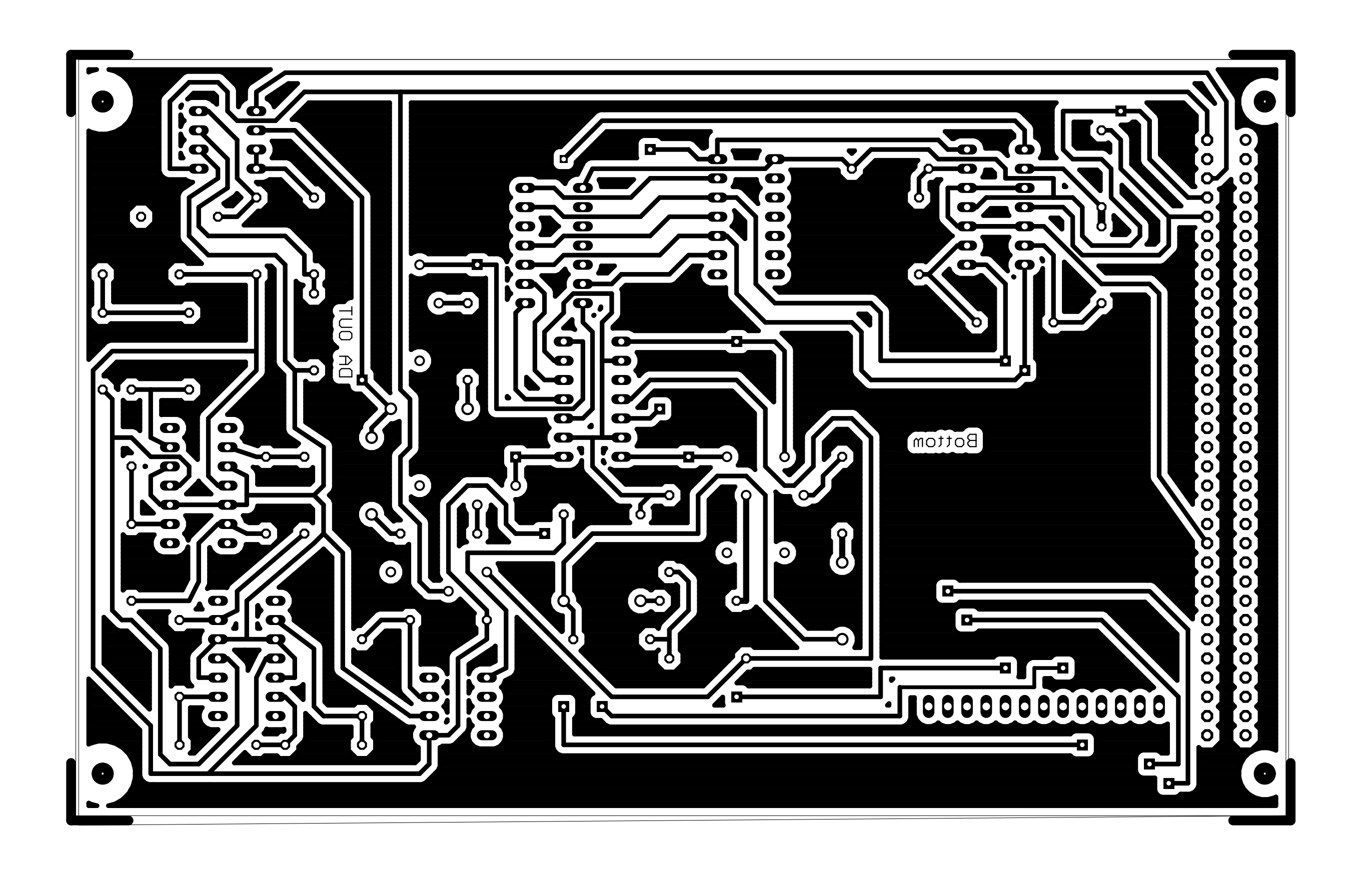


Abbildung 5: Layoutvorlage Bottom - Temperaturmessung

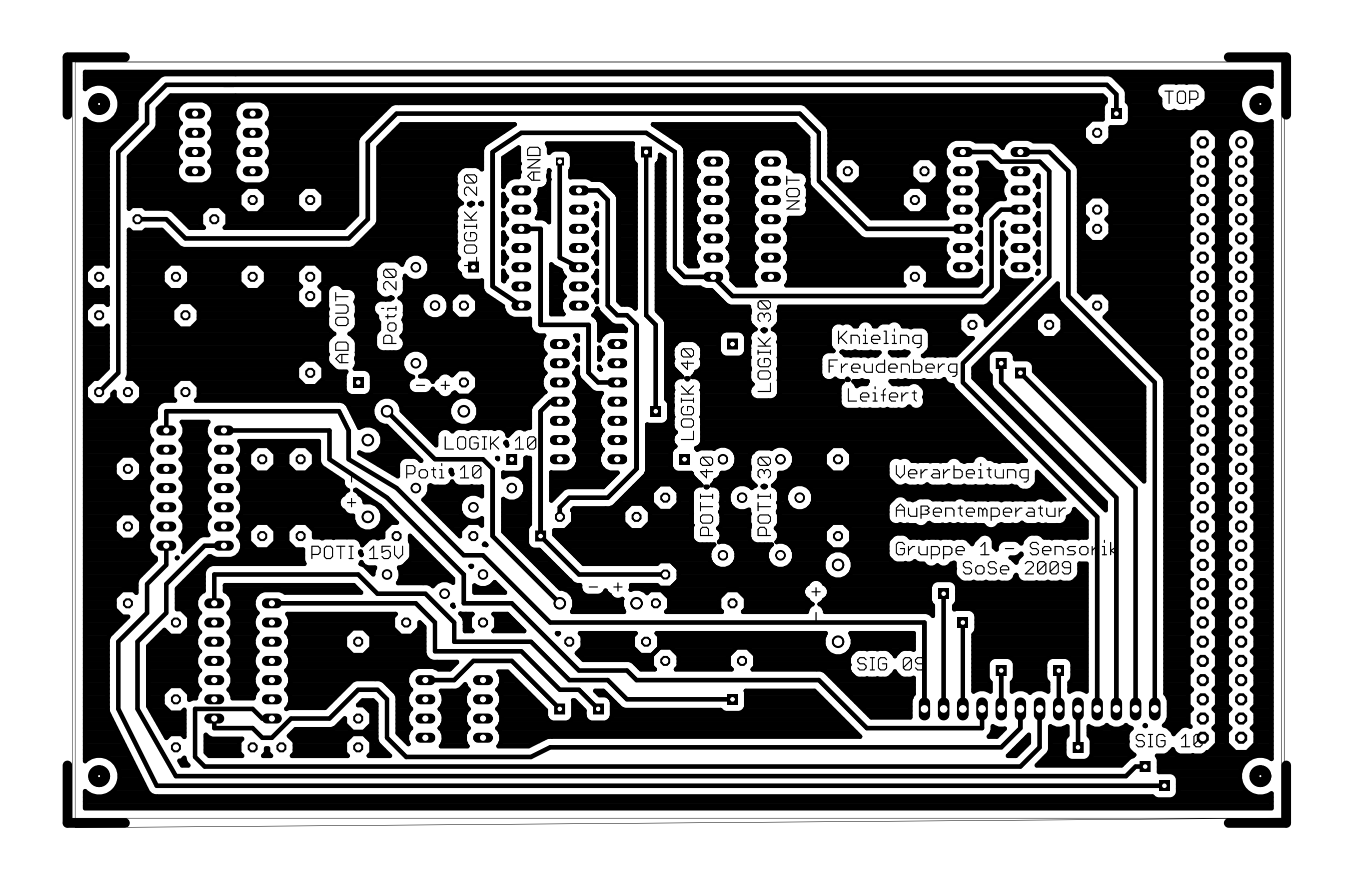



Abbildung 6: Layoutvorlage Top - Temperaturmessung

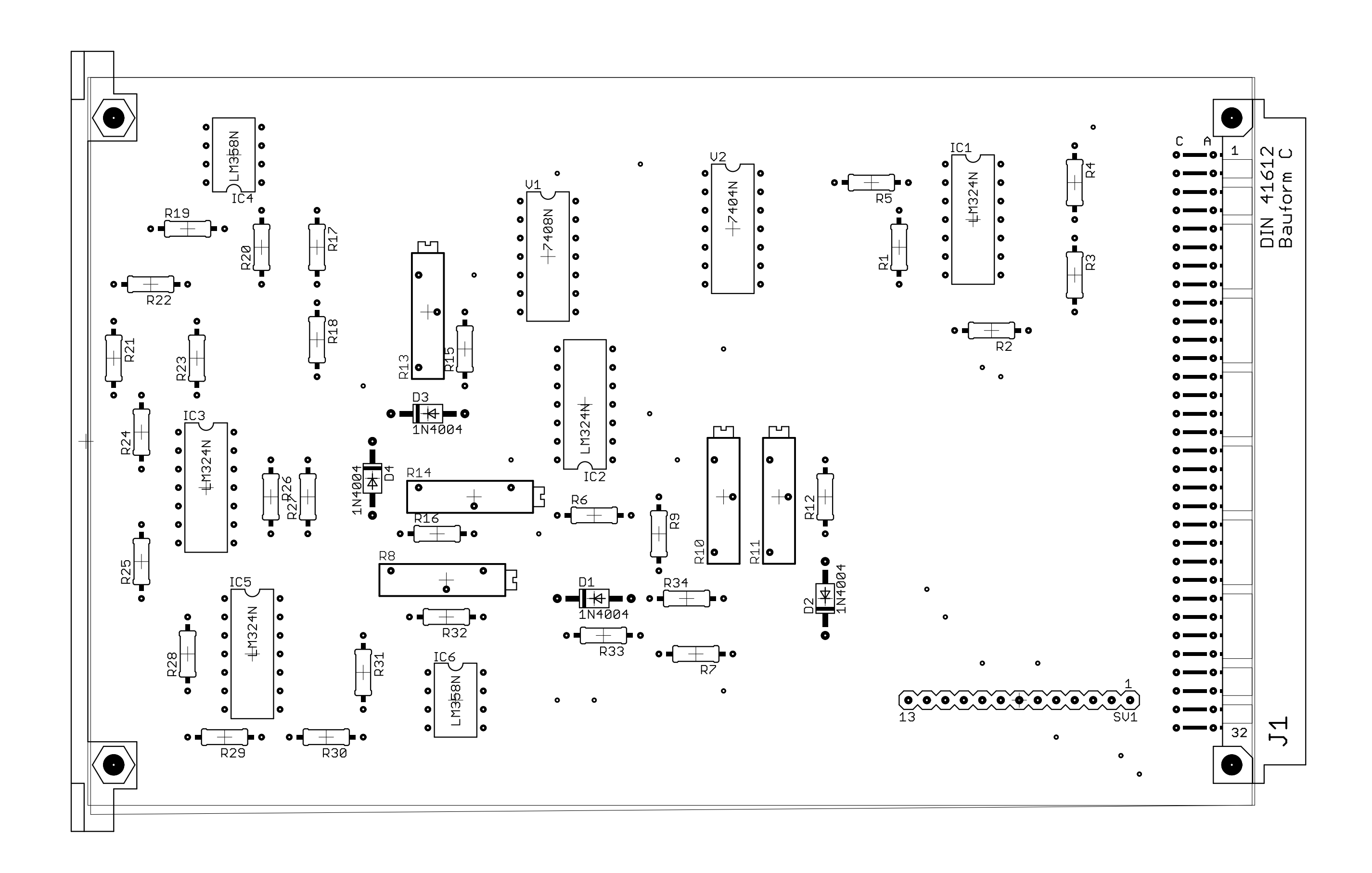


Abbildung 7: Bestückung - Temperaturmessung

## Gruppe 1 - Siebensegmentanzeige

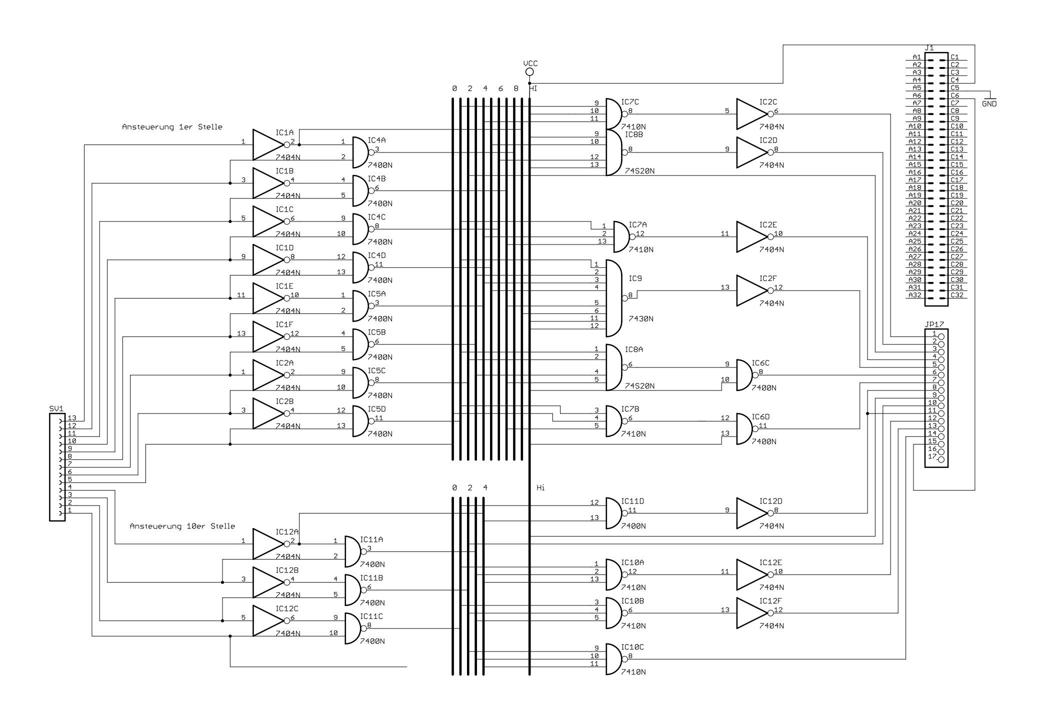



Abbildung 8: Schematics - Siebensegmentanzeige

Tabelle 3: Bauteilliste - Siebensegmentanzeige

| Bauteil | Typ | Anzahl |
|---|---|---|
| 7400N | Logik-IC | 4 |
| 7404N | Logik-IC | 3 |
| 7410N | Logik-IC | 2 |
| 74S20N | Logik-IC | 1 |
| 7430N | Logik-IC | 1 |
| Steckerleisten-Wannen | 34-polig | 2 |
| Flachbandkabel | 34-adrig | 1 |
| RT-SC23-12 | Kathode | 2 |
| Buchsenleiste RM 1,27 | 13-polig | 1 |
| Federleiste | 64-polig | 1 |
| 470 Ω | Widerstand | 14 |

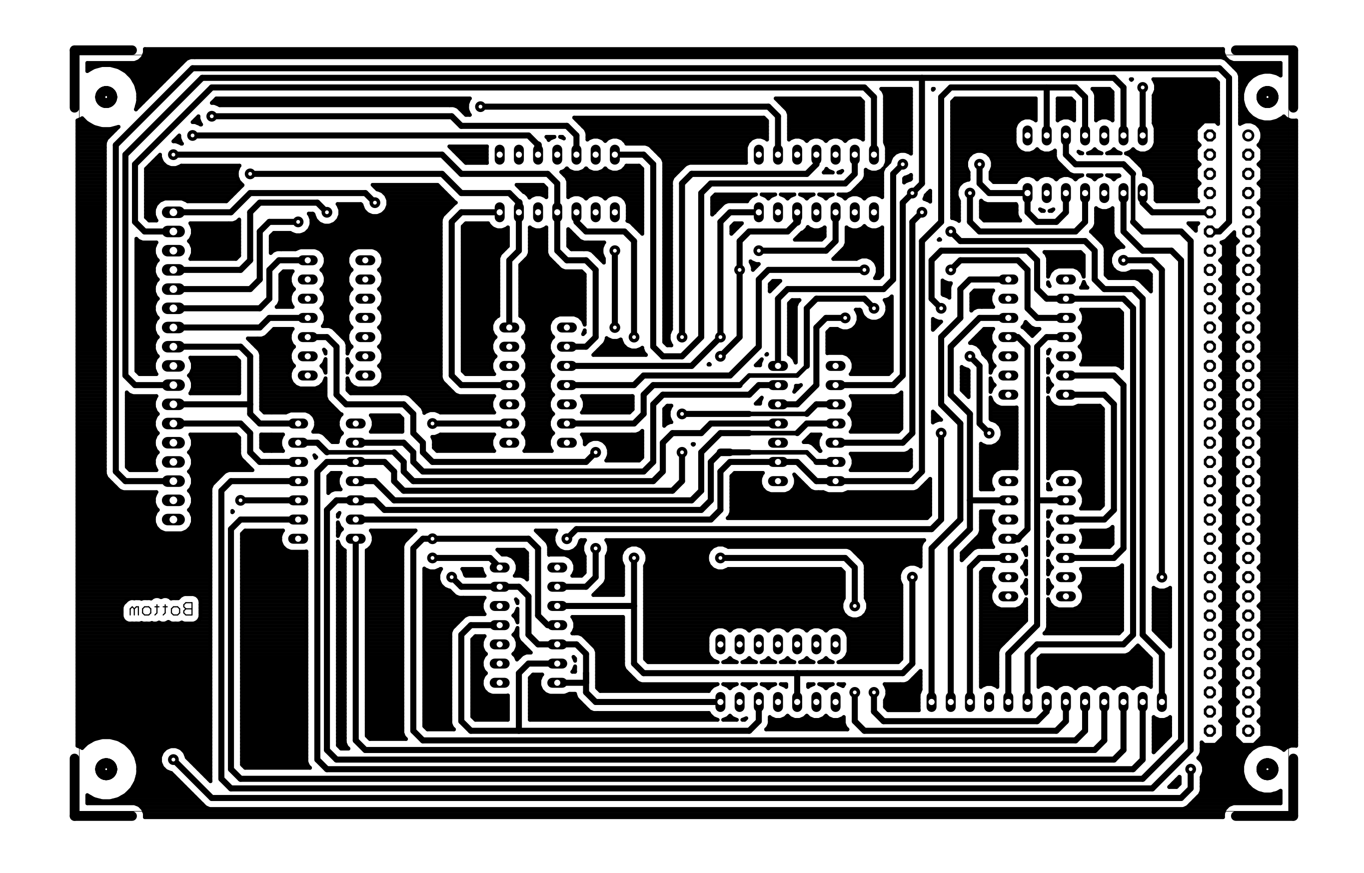



Abbildung 9: Layoutvorlage Bottom - Siebensegmentanzeige

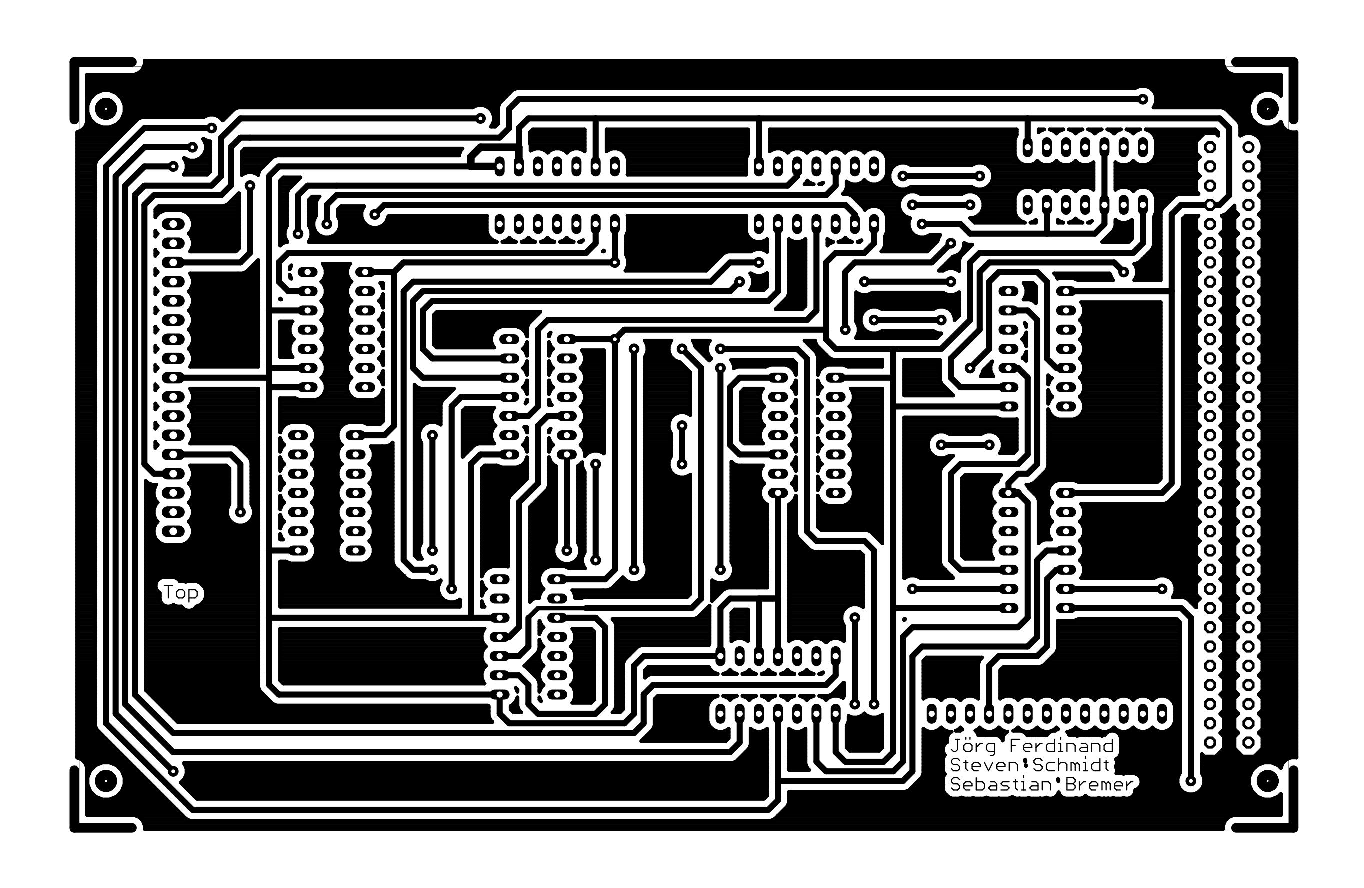



Abbildung 10: Layoutvorlage Top - Siebensegmentanzeige

Abbildung 11: Bestückung - Siebensegmentanzeige

## Gruppe 1 - Drucksensor

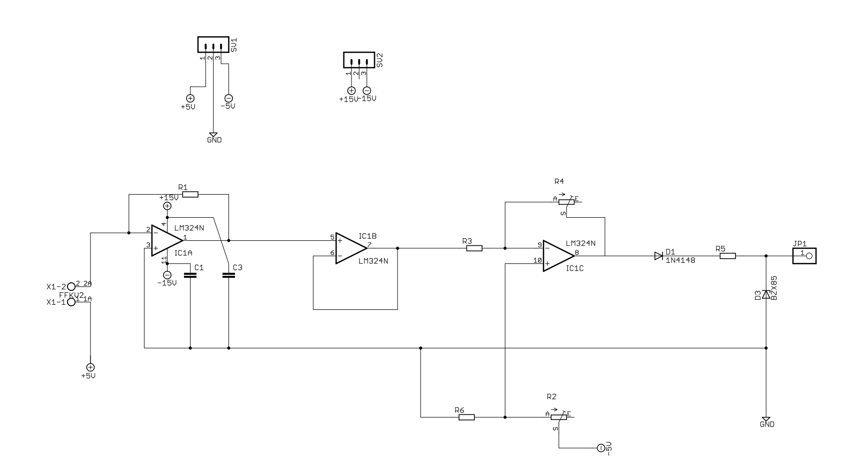



Abbildung 12: Schematics - Drucksensor

Die Bautteilliste bezieht sich auf einen Messplatz, demtentsprechend braucht man bei vier Messplätzen die vierfache Anzahl der Bauteile.

| Anzahl | Bauteile | Werte/Typ |
|---|---|---|
| 2 | Trimming Potentiometer 3296 ($R_{V,Potentiometer}$ und $R_{O,Potentiometer}$) | $10\Omega$-$5M\Omega$ |
| 2 | Kondensator ($C_1$ und $C_2$) | $1\mu F$ |
| 1 | IC | LM324N |
| 1 | Drucksensor | FSR-152NS |
| 2 | Widerstände ($R_1$ und $R_3$) | $10k\Omega$ |
| 1 | Widerstand | Wert vom FSR leeres Glas |
| 1 | Diode $D_3$ | 1N4002 (100V/1A) |
| 1 | Diode $D_2$ | ZD 500 MW 5.1V |
| 2 | Stecker:$\pm$ 5 und $\pm$ 15 | Con-Amp 3-polig |
| 1 | Stecker:FSR Sensor | Con-Amp 2-polig |

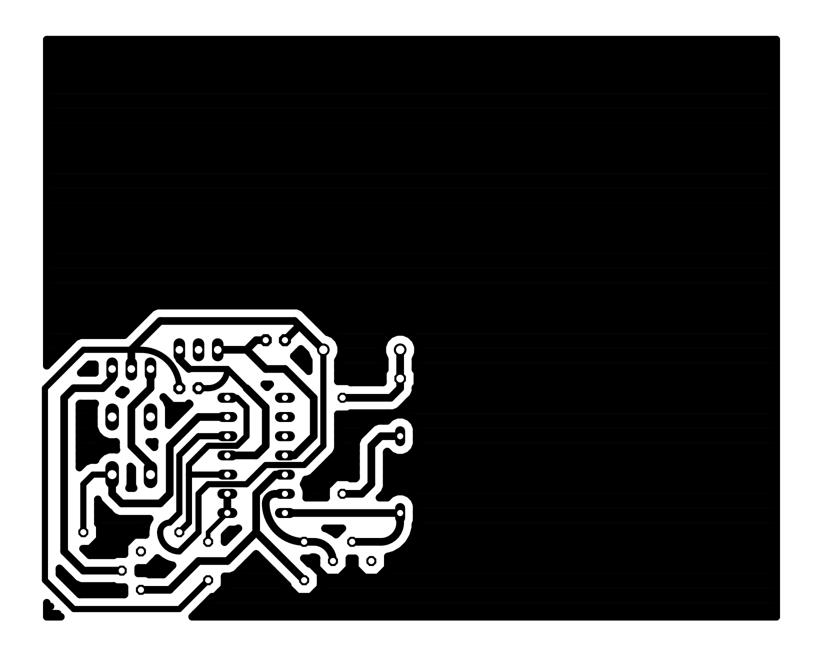


Abbildung 13: Layoutvorlage Bottom - Drucksensor

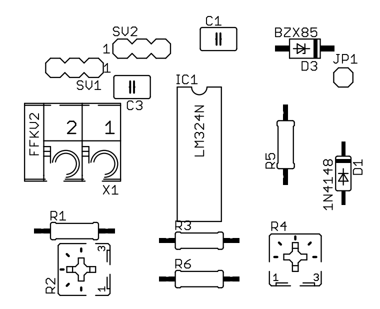



Abbildung 14: Bestückung - Drucksensor

## Gruppe 2 - Netzteil

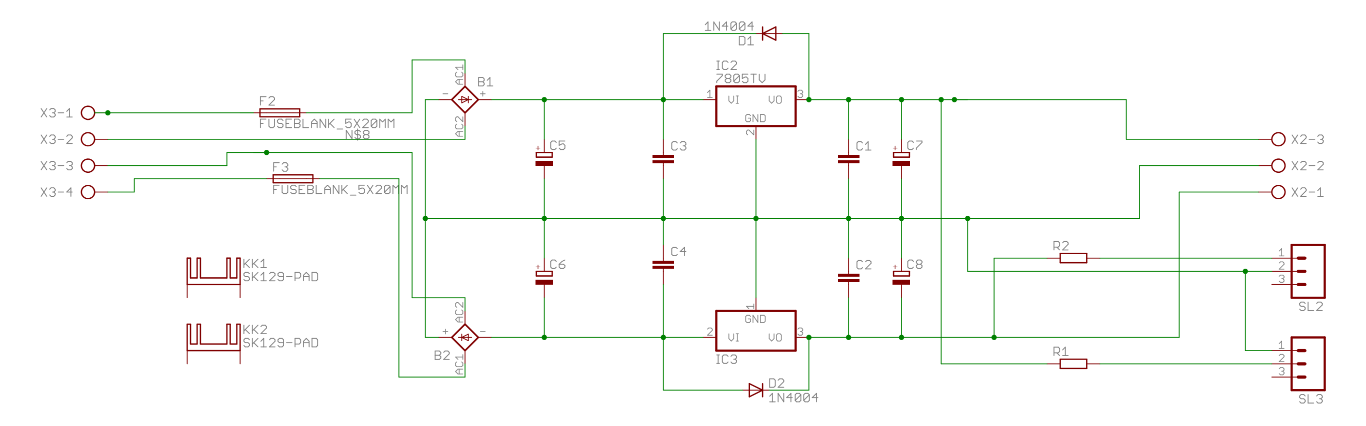



Abbildung 15: Schematics - Netzteil I

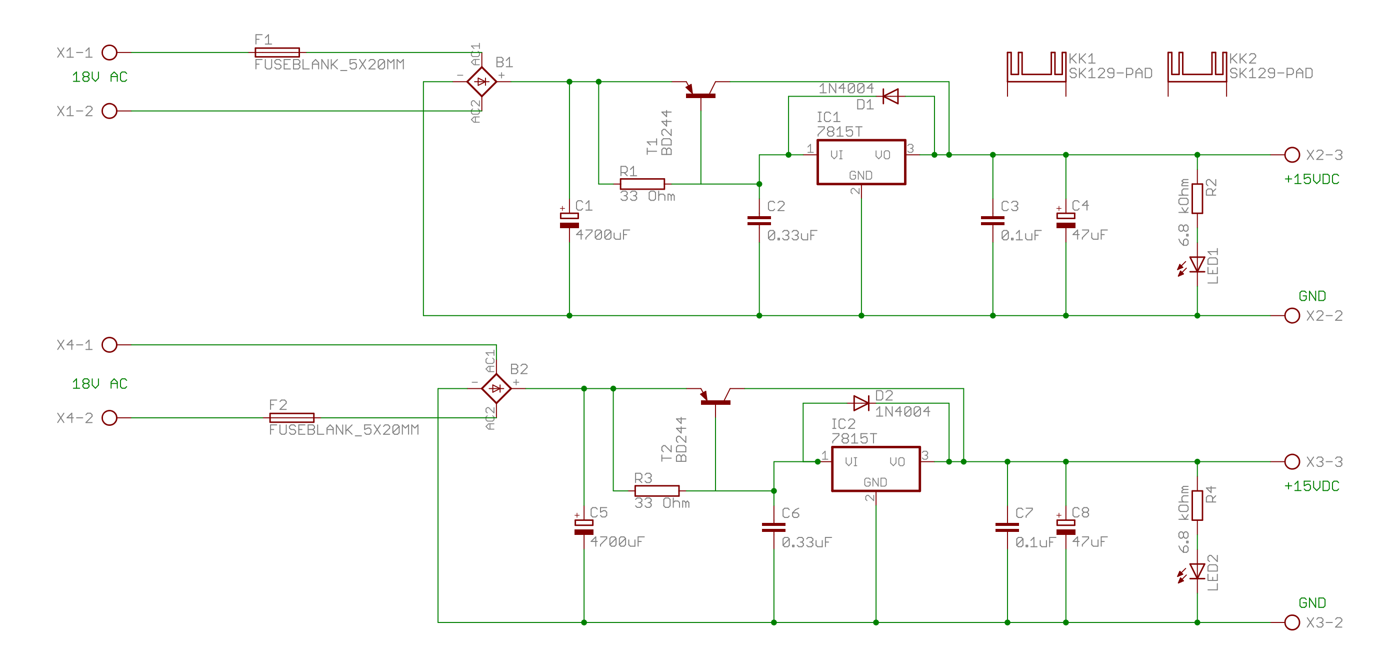



Abbildung 16: Schematics - Netzteil II

Tabelle 4: Bauteilliste - Netzteil

| **Bauteil** | **Bauteilgröße** |
|---|---|
| Sicherung | 5x20 $3,15A$ |
| $B_1$,$B_2$ | B80 C 5000/3300 |
| $C_1$,$C_5$ | Elektrolytkondensator $4700\mu F$ |
| $C_2$,$C_6$ | Keramikkondensator $0,33\mu F$ |
| $C_3$,$C_7$ | Keramikkondensator $0,1\mu F$ |
| $C_4$,$C_8$ | Elektrolytkondensator $47\mu F$ |
| $IC_1$,$IC_2$ | Festspannungsregler 7815 |
| $R_1$,$R_3$ | Kohleschichtwiderstand $33\Omega$; $0,25W$ |
| $R_2$,$R_4$ | Kohleschichtwiderstand $33\Omega$; $0,25W$ |
| $LED_1$,$LED_2$ | low-current-LED $2mA$; $2V$ |
| $D_1$,$D_2$ | Diode 1N4001 |

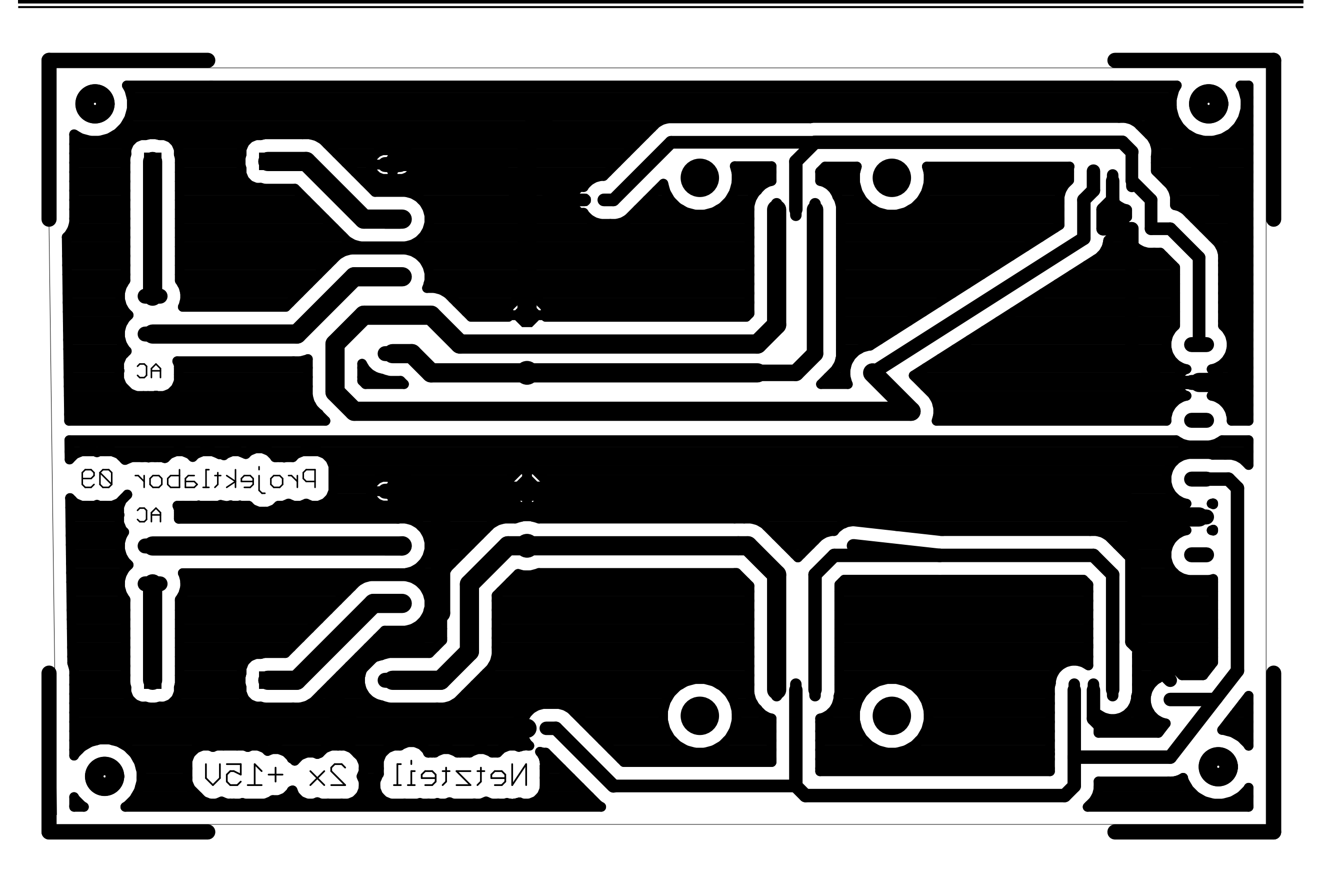



Abbildung 17: Layoutvorlage - Netzteil

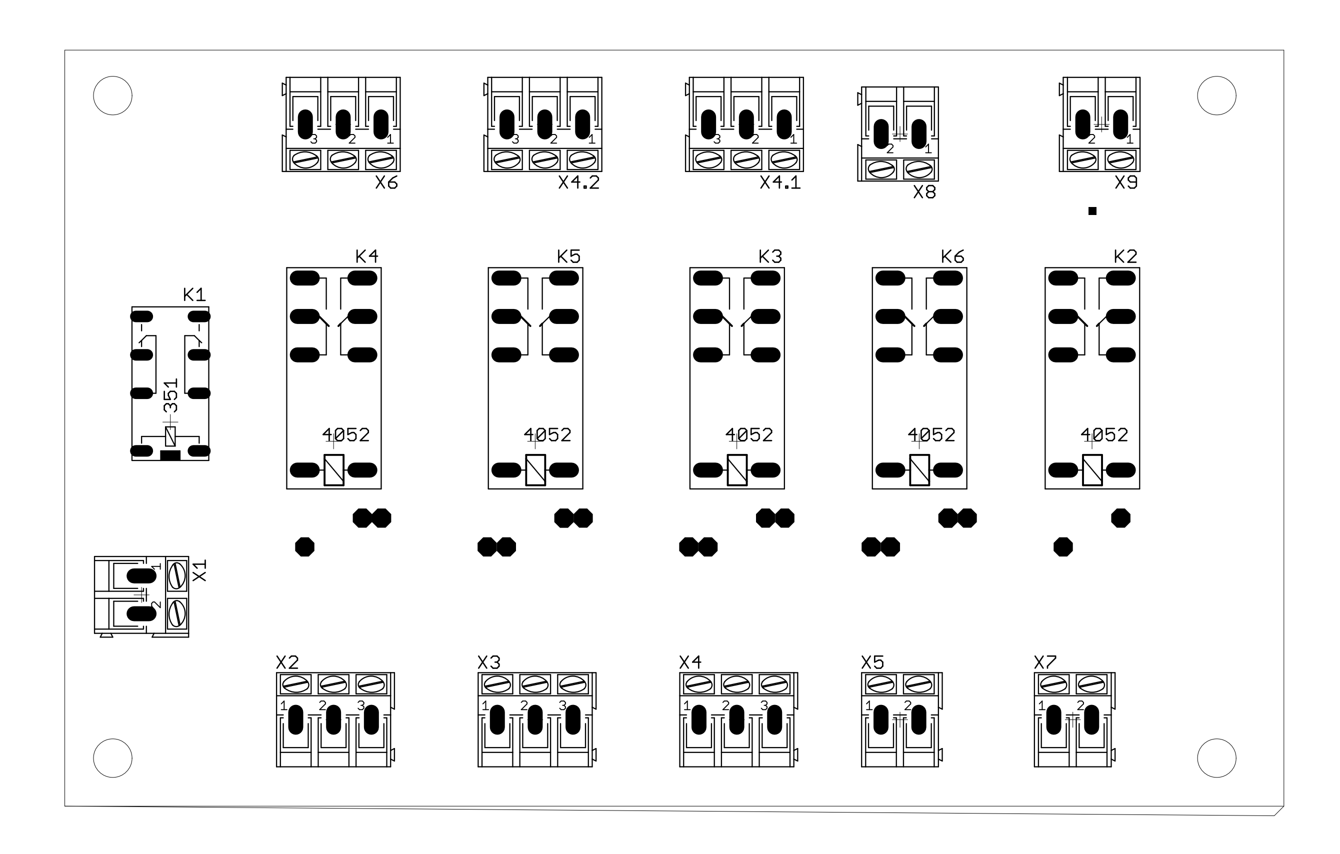



Abbildung 18: Bestückung - Netzteil

## Gruppe 2 - Relaisplatine

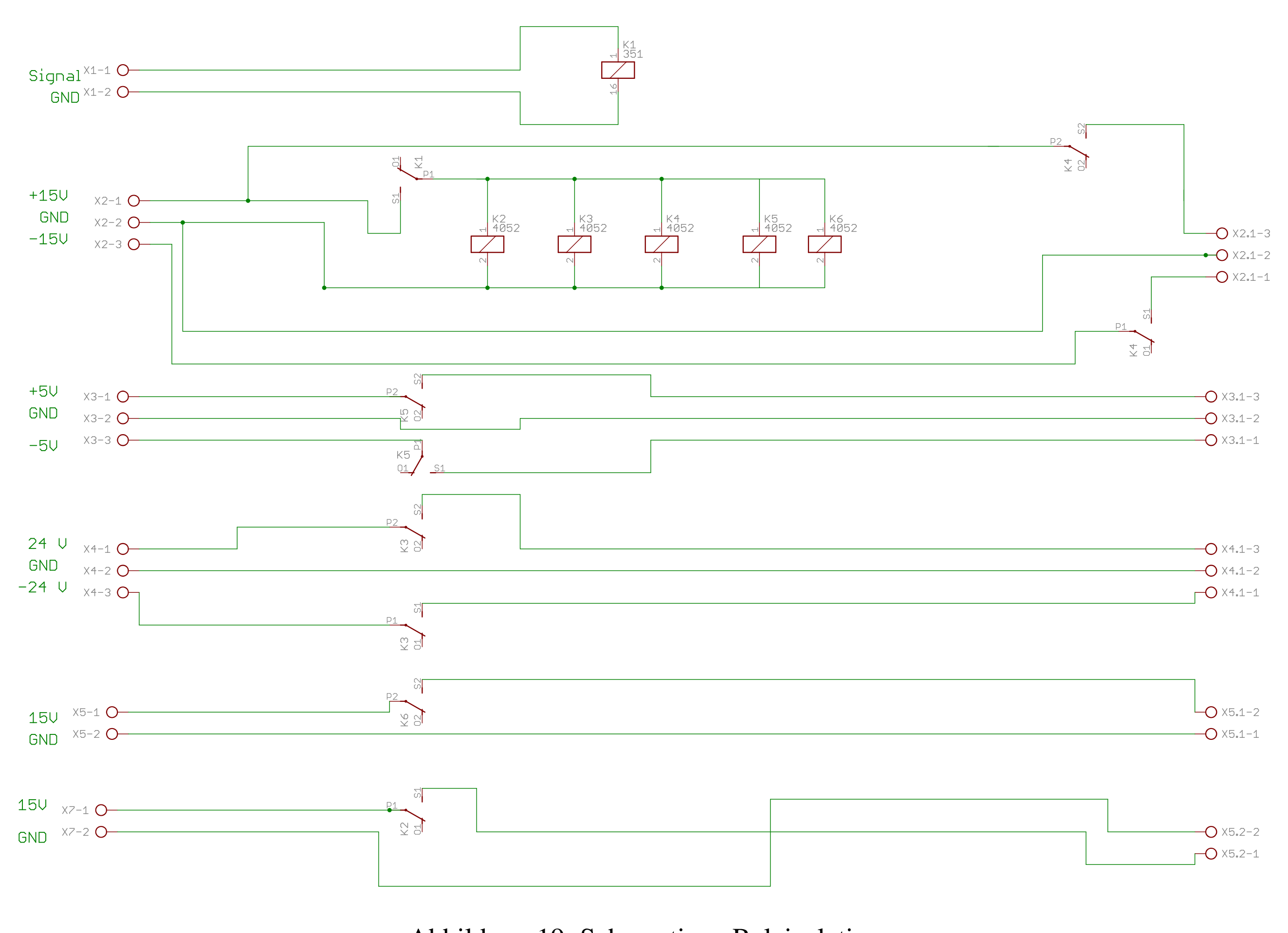



Abbildung 19: Schematics - Relaisplatine

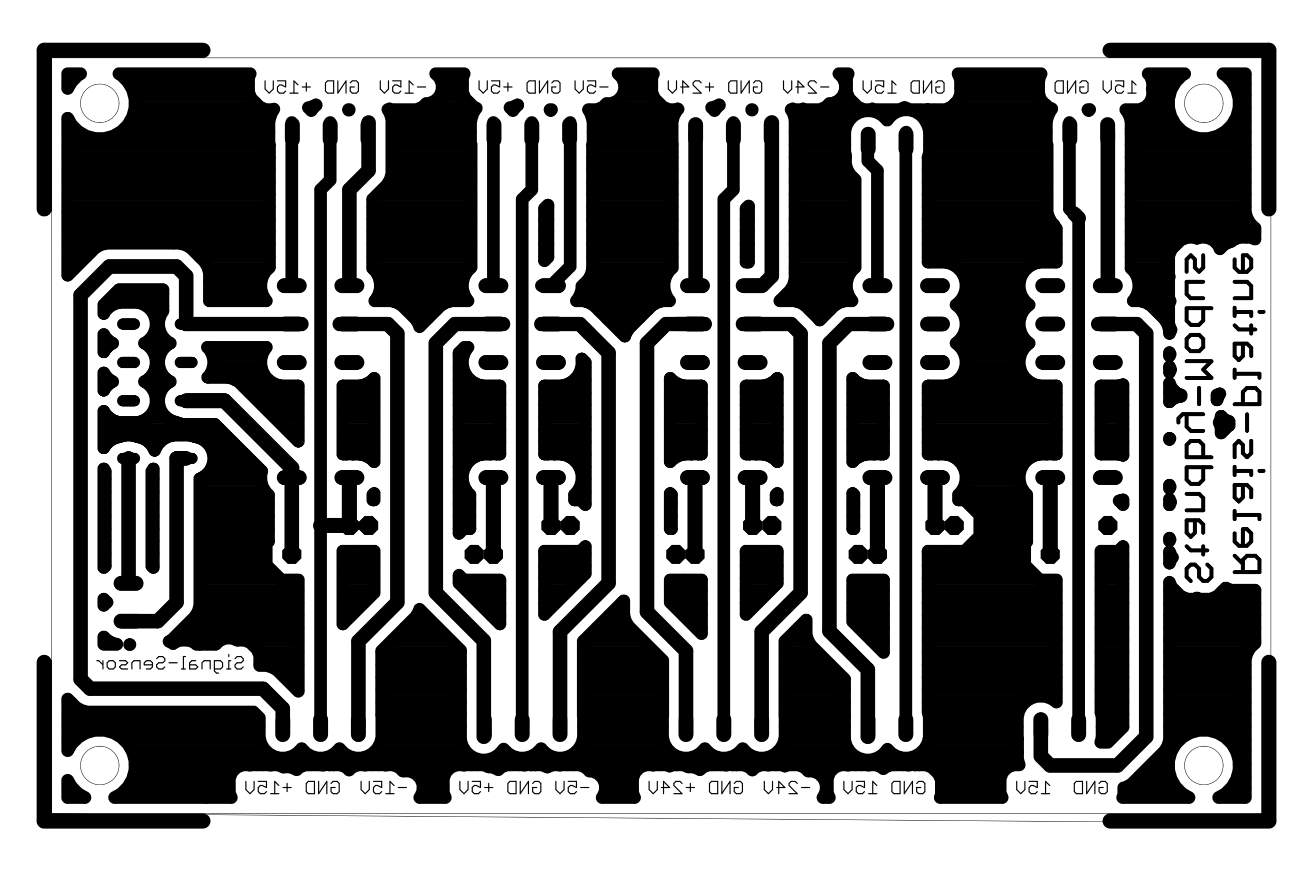


Abbildung 20: Layoutvorlage - Relaisplatine

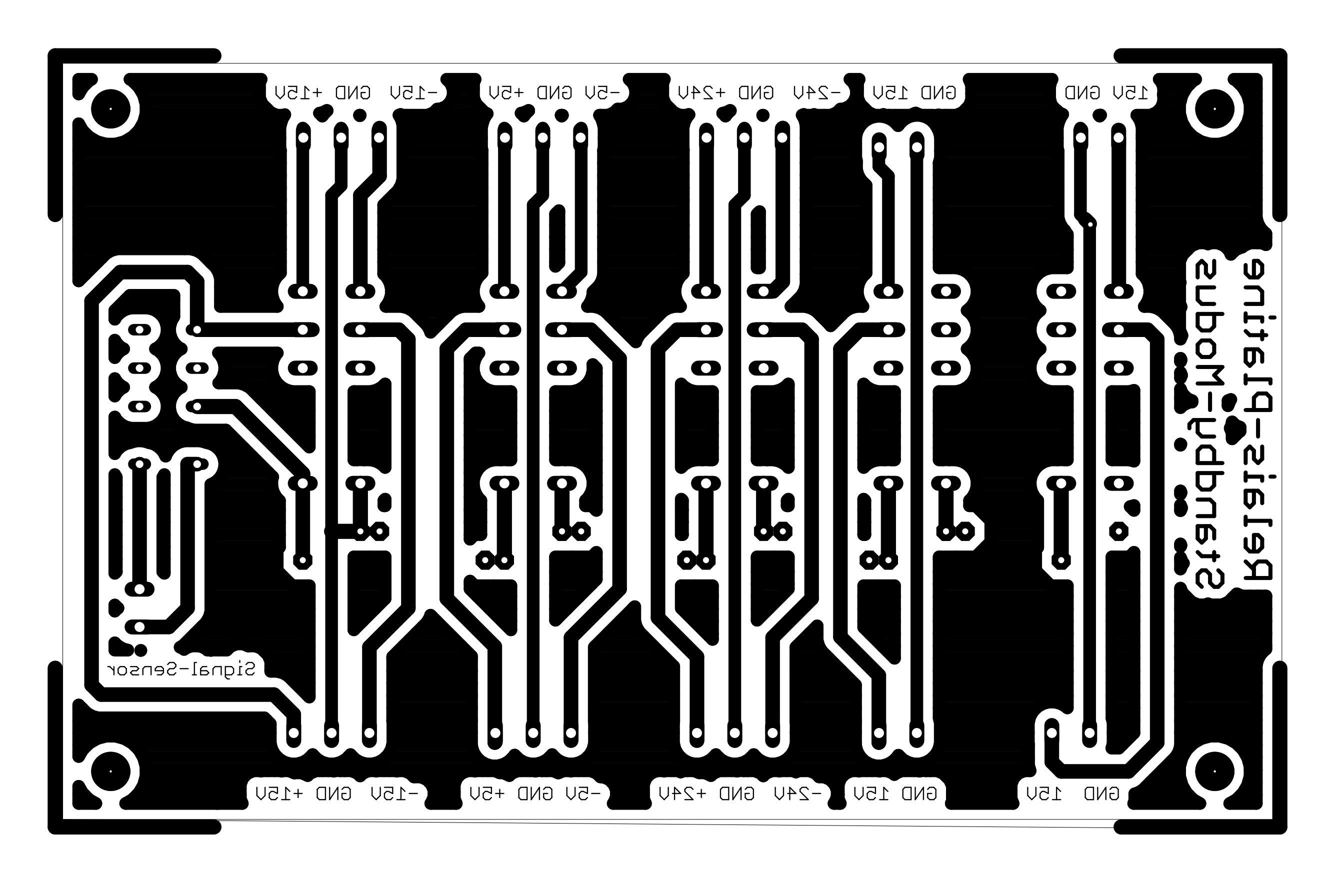


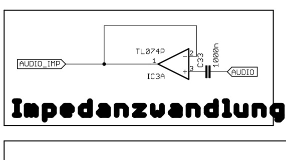
Abbildung 21: Bestückung - Relaisplatine

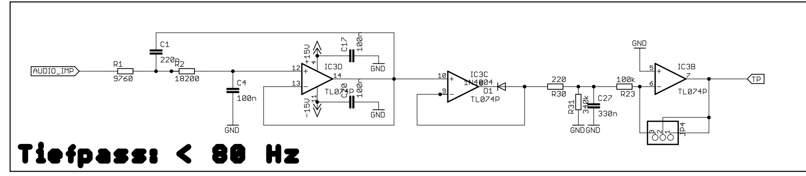
**Gruppe 2 - Anwesenheitssensor**

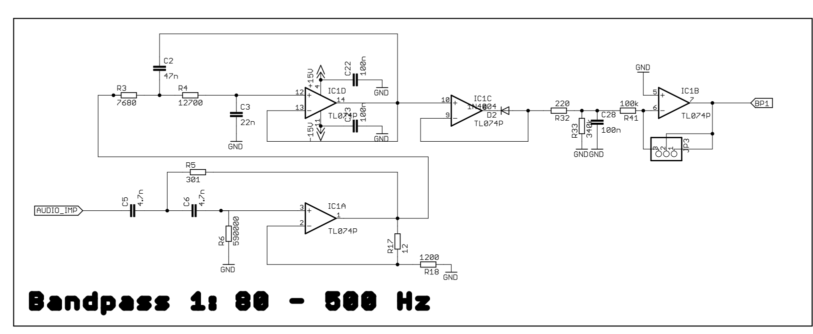
Tabelle 5: Bauteilliste - Anwesenheitssensor

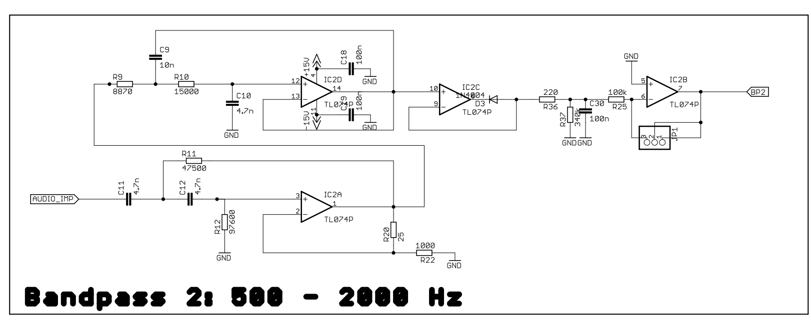
| Name | Bauteil | Wert | Impulsdauer $t_i$; i=1,2 |
|---|---|---|---|
| R1 | Widerstand | 3.3MΩ (390kΩ) | 10min (58s) |
| R2 | Widerstand | 4.7MΩ (820kΩ) | 24min (1.46min) |
| R5 | Widerstand | 100kΩ | - |
| C1 | Folienkondensator | 10nF | - |
| C2 | Folienkondensator | 10nF | - |
| C3 | Elektrolyt-Kondensator | $100\mu F$ | - |
| C4 | Elektrolyt-Kondensator | $100\mu F$ | - |
| D1 | Diode | - | - |
| D3 | Diode | - | - |

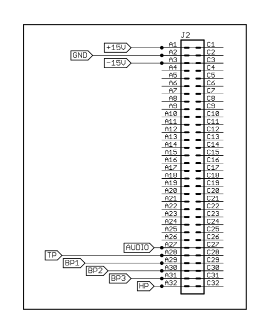
## Gruppe 3 - Filter

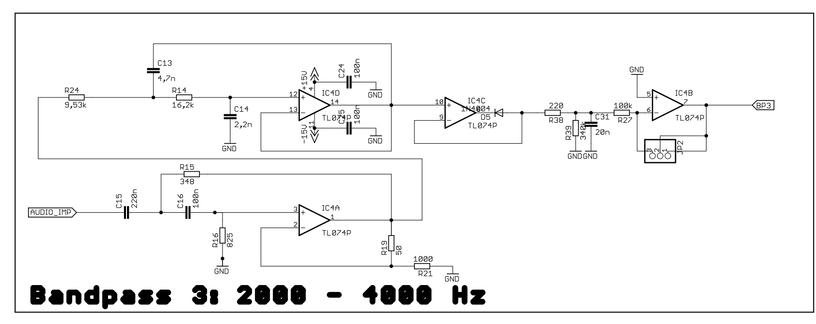




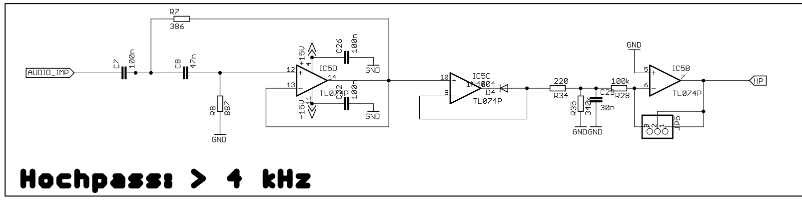




Abbildung 22: Schematics - Filter

Tabelle 6: Bauteilliste - Filter

| Metallschicht-Widerstände | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| R1 | $9,7k\Omega$ | R10 | $15k\Omega$ | R20 | $25\Omega$ | R32 | $220\Omega$ |
| R2 | $18,2k\Omega$ | R11 | $47,5k\Omega$ | R21 | $1k\Omega$ | R33 | $340k\Omega$ |
| R3 | $7,68k\Omega$ | R12 | $97,6k\Omega$ | R22 | $1k\Omega$ | R34 | $220\Omega$ |
| R4 | $12,7k\Omega$ | R14 | $16,2k\Omega$ | R23 | $100k\Omega$ | R35 | $340k\Omega$ |
| R5 | $301\Omega$ | R15 | $348\Omega$ | R24 | $9,53k\Omega$ | R36 | $220\Omega$ |
| R6 | $590k\Omega$ | R16 | $825\Omega$ | R27 | $100k\Omega$ | R37 | $340k\Omega$ |
| R7 | $386\Omega$ | R17 | $12\Omega$ | R28 | $100k\Omega$ | R38 | $220\Omega$ |
| R8 | $887\Omega$ | R18 | $1,2k\Omega$ | R30 | $220\Omega$ | R39 | $340k\Omega$ |
| R9 | $8,87k\Omega$ | R19 | $50\Omega$ | R31 | $340k\Omega$ | R41 | $100k\Omega$ |
| Folien-Kondensatoren | | | | | | | |
| C1 | $220nF$ | C10 | $4,7nF$ | C19 | $100nF$ | C28 | $100nF$ |
| C2 | $47nF$ | C11 | $4,7nF$ | C20 | $100nF$ | C29 | $30nF$ |
| C3 | $22nF$ | C12 | $4,7nF$ | C21 | $100nF$ | C30 | $100nF$ |
| C4 | $100nF$ | C13 | $4,7nF$ | C22 | $100nF$ | C31 | $20nF$ |
| C5 | $4,7nF$ | C14 | $2,2nF$ | C23 | $100nF$ | C32 | $100nF$ |
| C6 | $4,7nF$ | C15 | $220nF$ | C24 | $100nF$ | C33 | $1000nF$ |
| C7 | $100nF$ | C16 | $100nF$ | C25 | $100nF$ | | |

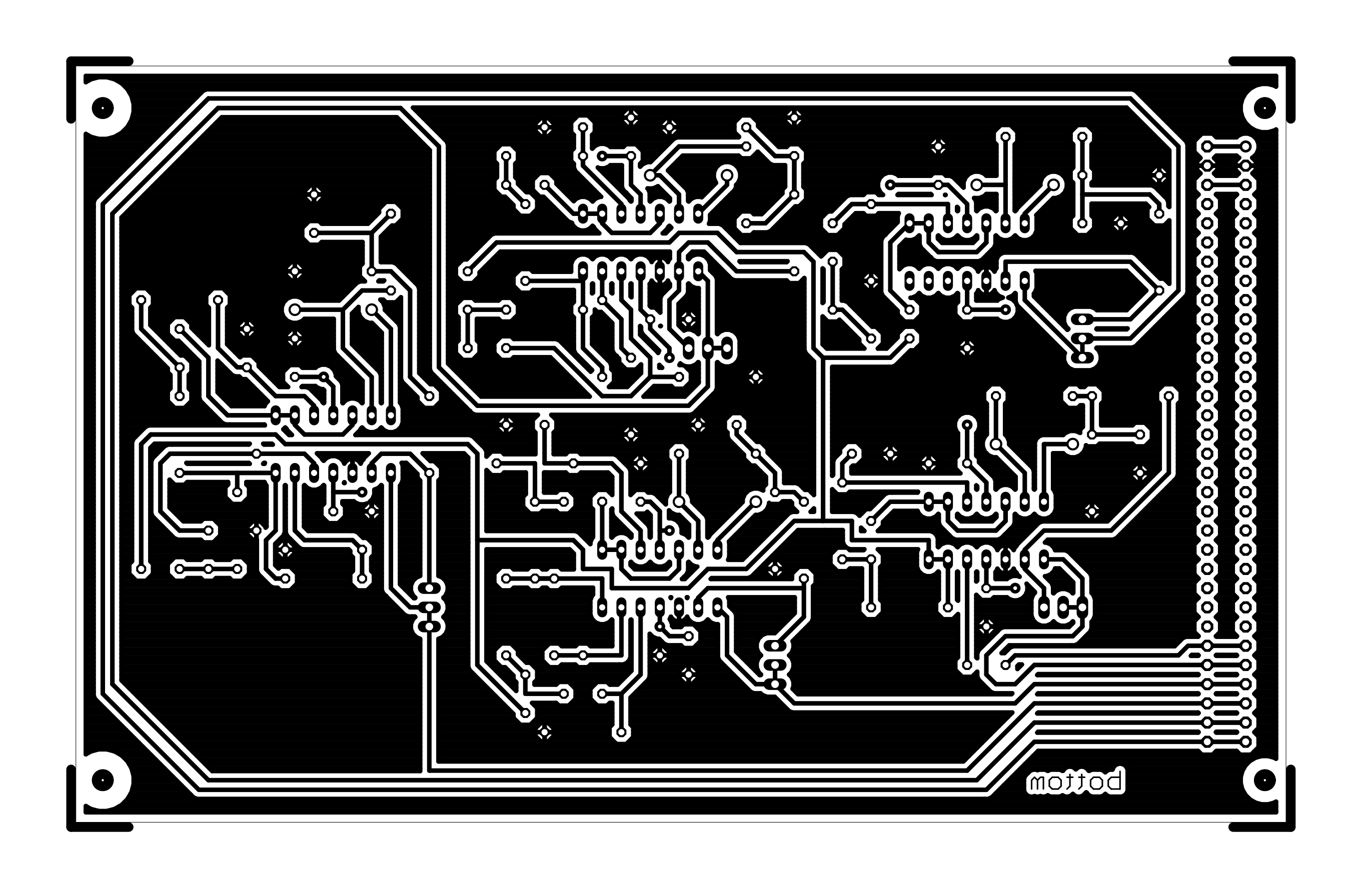


Abbildung 23: Layoutvorlage Bottom - Filter

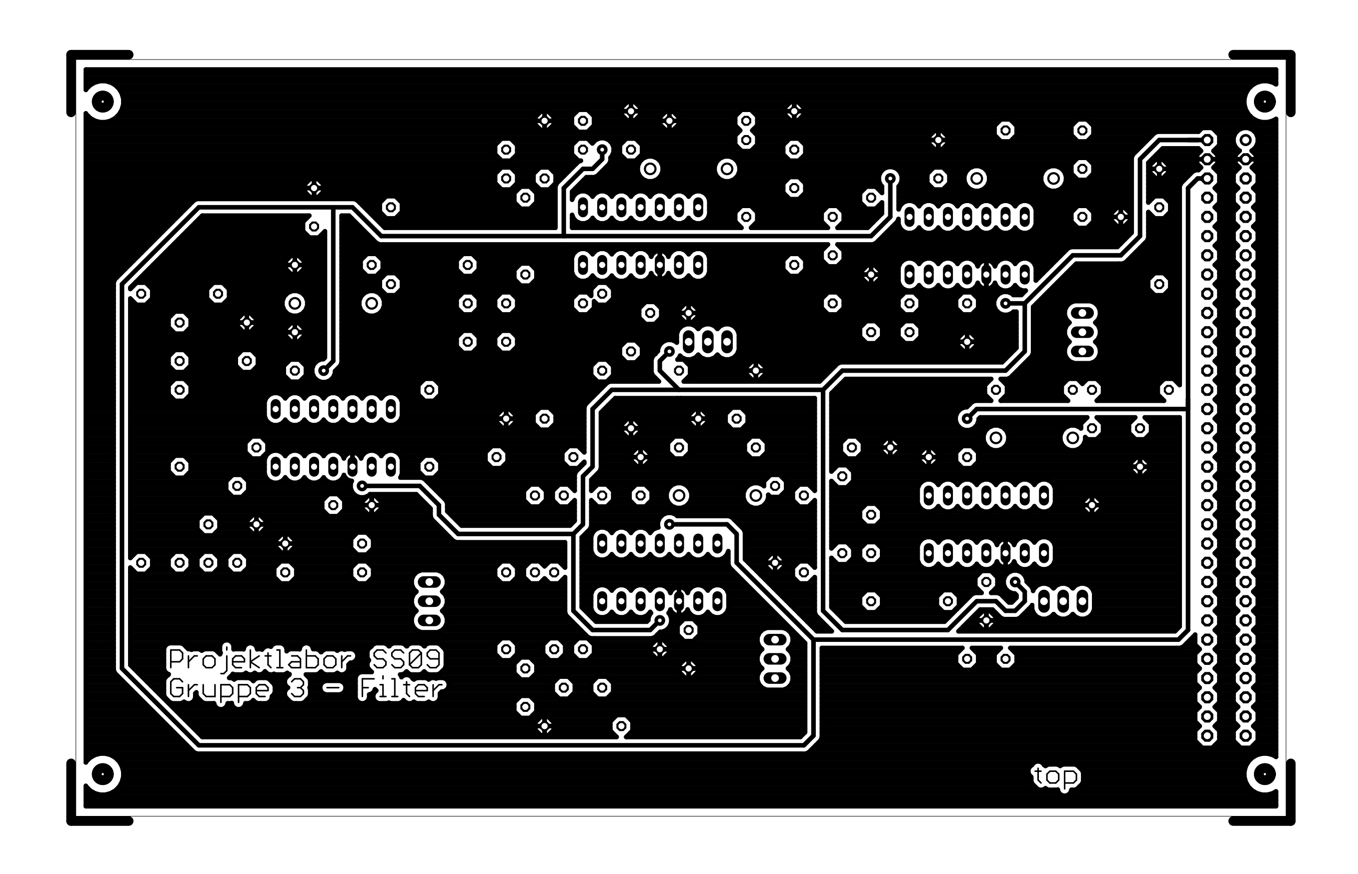



Abbildung 24: Layoutvorlage Top - Filter

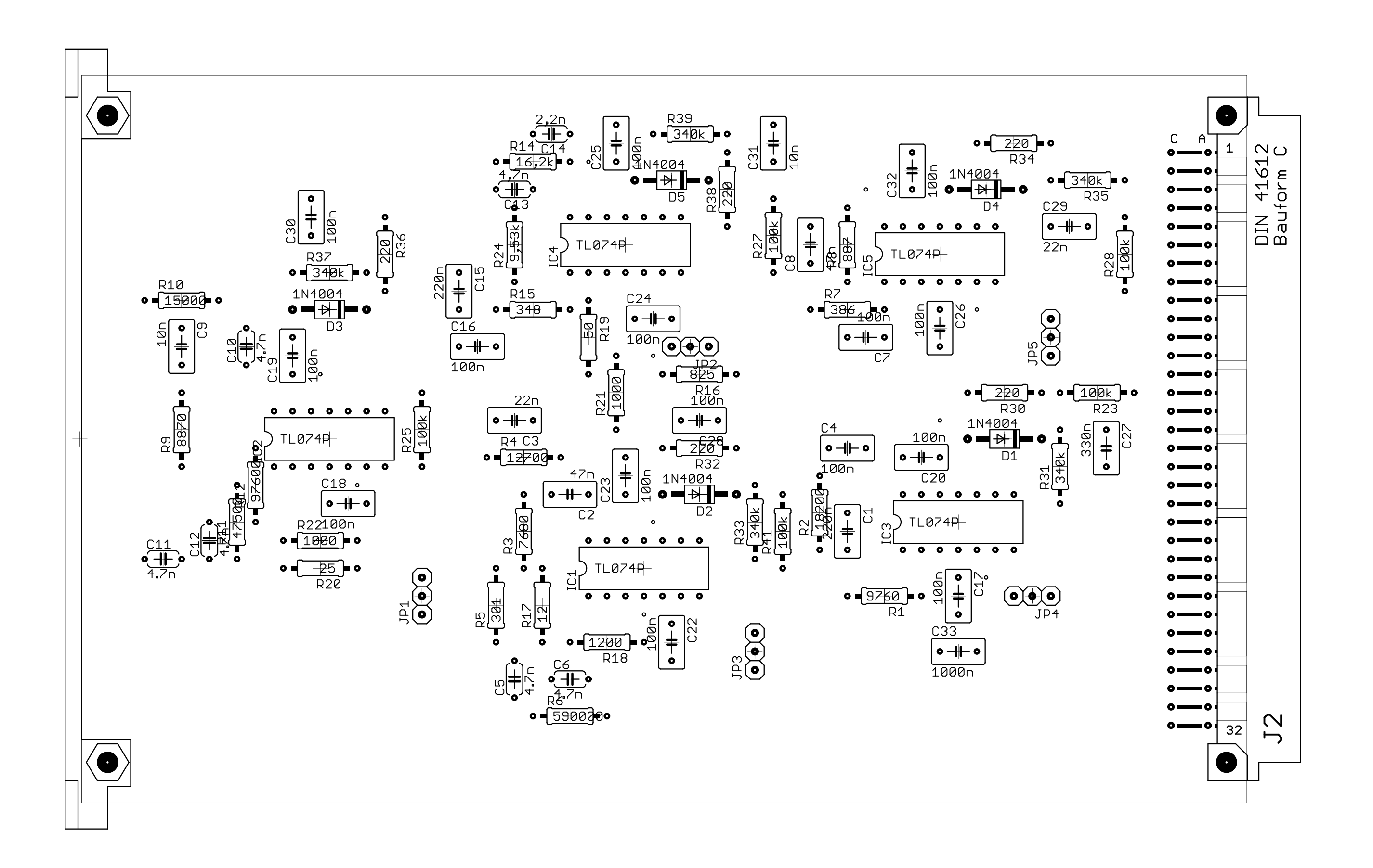
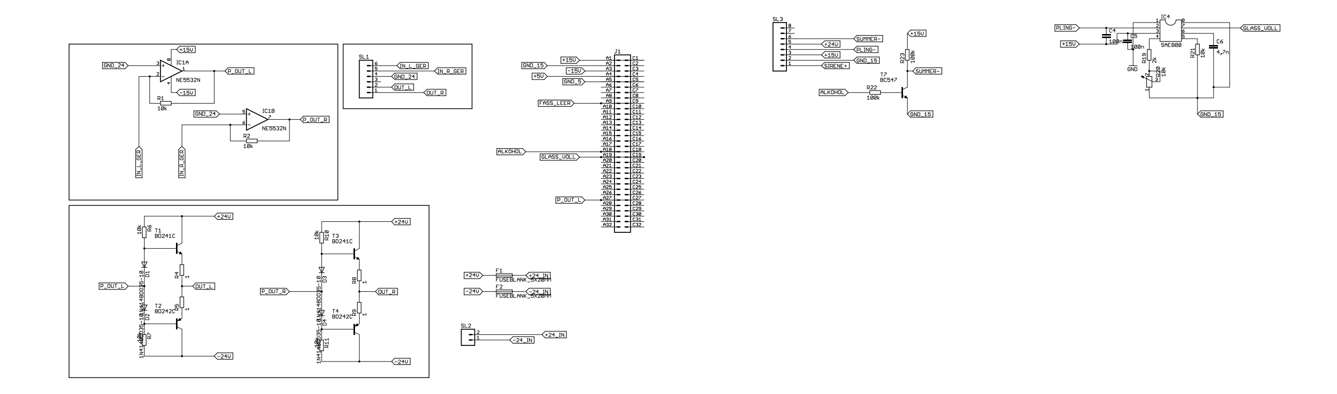


Abbildung 25: Bestückung - Filter

## Gruppe 3 - Verstärker



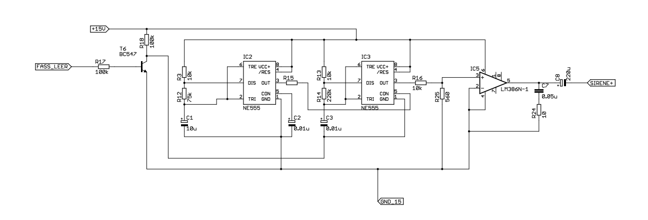


Abbildung 26: Schematics - Verstärker und Sounderzeugung

| Anzahl | Typ | Größe |
|---|---|---|
| 2 | Schmelzsicherungen träge (5x20mm) | 2A |
| 4 | Schmelzsicherungshalter | - |
| 4 | Dioden 1N4148 | - |
| 6 | Widerstand Bauform 0207 | 10kΩ |
| 2 | Widerstand Bauform 0207 | 5kΩ |
| 1 | IC NE5532N | - |
| 1 | Klinkebuchse 3,5mm | - |
| 1 | Kleinsignal-Streoschalter m. Lötfahnen | - |
| 1 | Stereopotentiometer m. Lötfahnen | 1kΩ log. |
| 4 | Hochlastwiderstände 5W | 1Ω |
| 2 | npn-Transistoren | BD241C |
| 2 | pnp-Transistoren | BD242C |

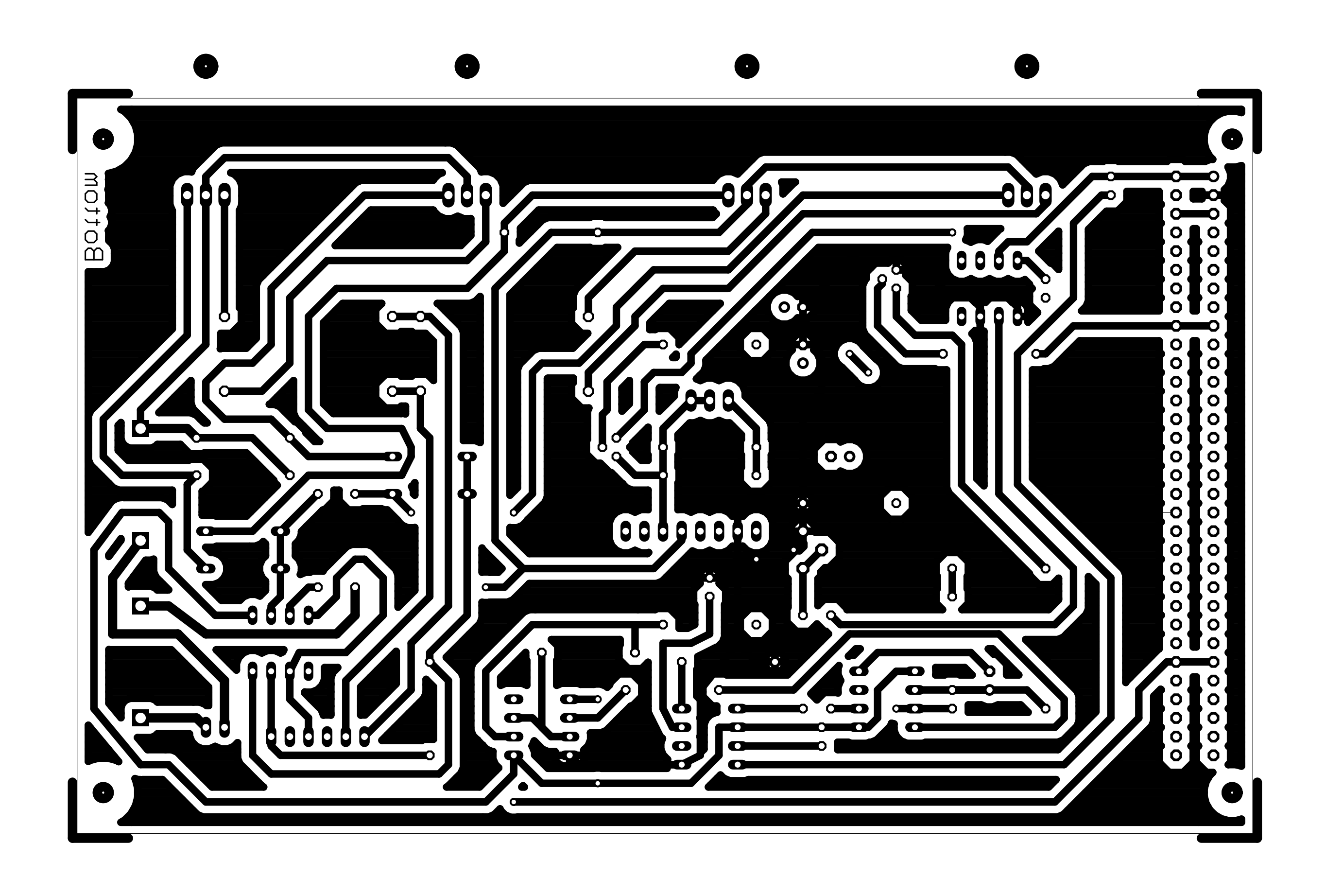



Abbildung 27: Layoutvorlage Bottom - Verstärkung und Sounderzeugung

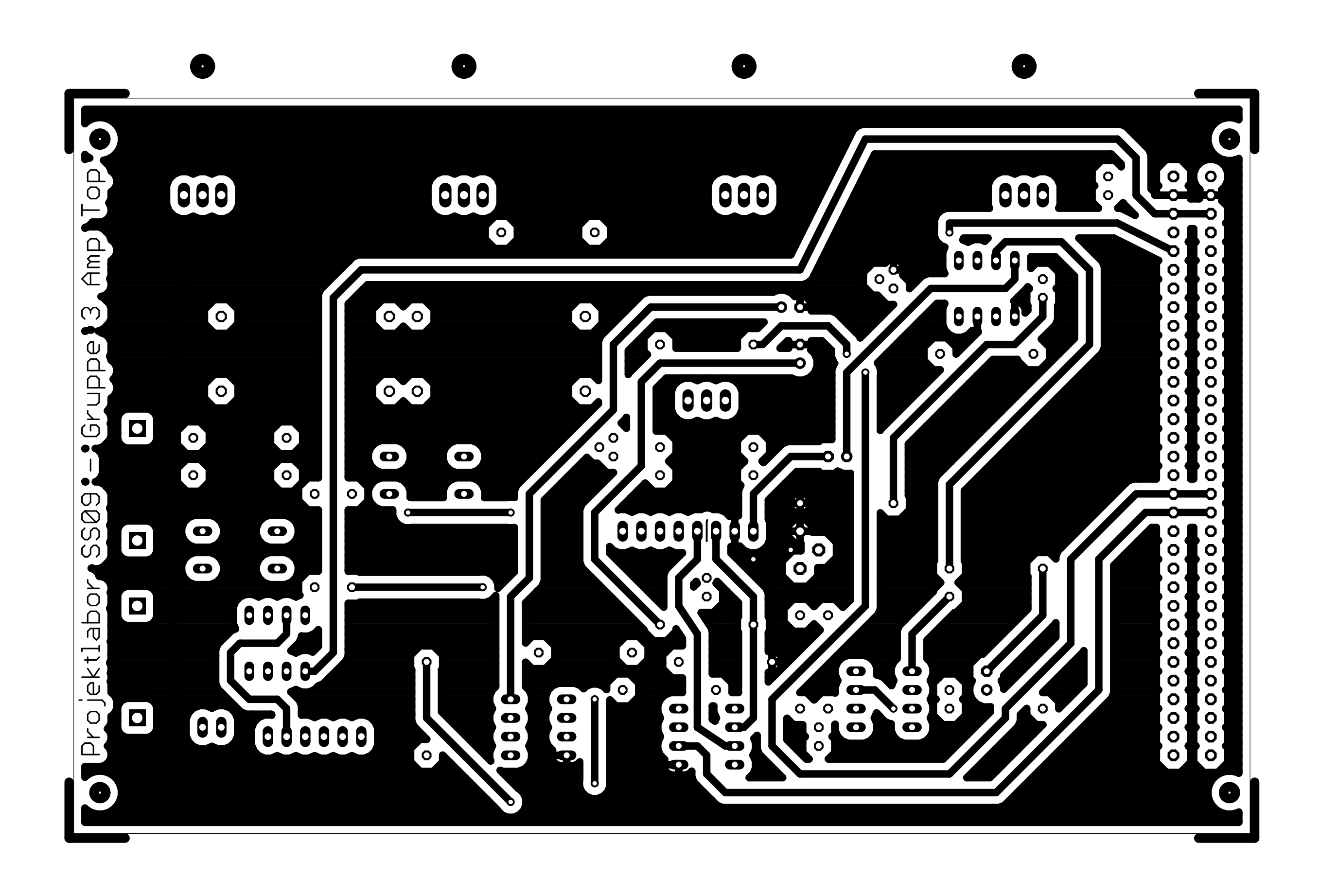



Abbildung 28: Layoutvorlage Top - Verstärkung und Sounderzeugung

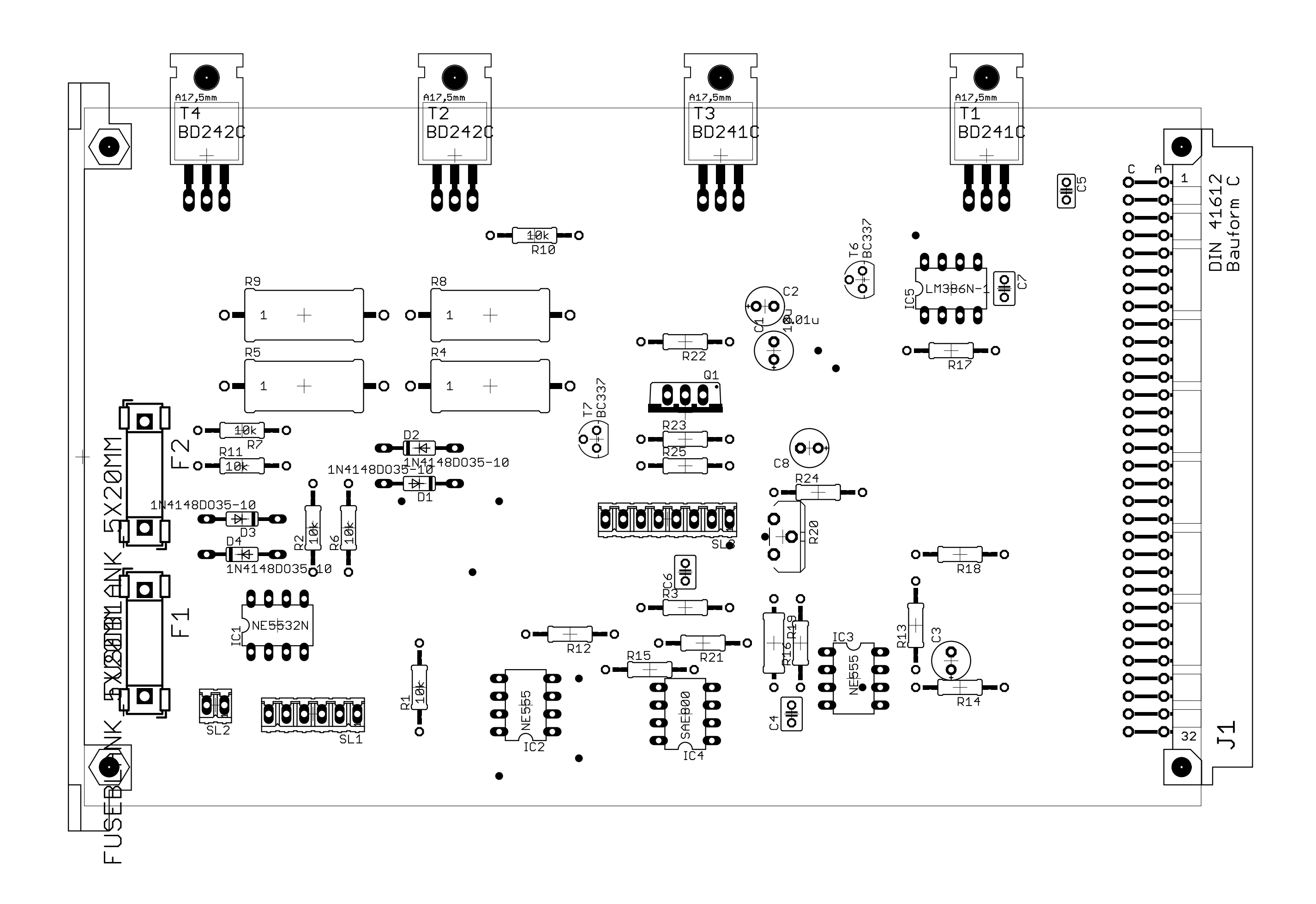



Abbildung 29: Bestückung - Verstärkung und Sounderzeugung

## Gruppe 3 - Sounds

Schematic, Bestückung und Layouts bei dem Verstärker!

Tabelle 7: Bauteilliste - Sounderzeugung I

| Anzahl | Wert |
|---|---|
| 1 | 10 Ω |
| 1 | 560 Ω |
| 1 | 2k Ω |
| 5 | 10k Ω |
| 1 | 75k Ω |
| 4 | 100k Ω |
| 1 | 220k Ω |

Tabelle 8: Bauteilliste - Sounderzeugung II

| **Anzahl** | **Wert** |
|---|---|
| 1 | 4,7 nF |
| 1 | 50 nF |
| 2 | 10 nF |
| 2 | 100 nF |
| 1 | 10 uF |
| 1 | 220 uF |

Tabelle 9: Bauteilliste - Sounderzeugung III

| **Anzahl** | **Wert** | **Datenblatt** |
|---|---|---|
| 2 | NE555 | [**?**] |
| 2 | BC547 | [**?**] |
| 1 | LM386N-1 | [**?**] |
| 1 | SAE800 | [**?**] |

## Gruppe 4 - Steuerung und Alkoholtester

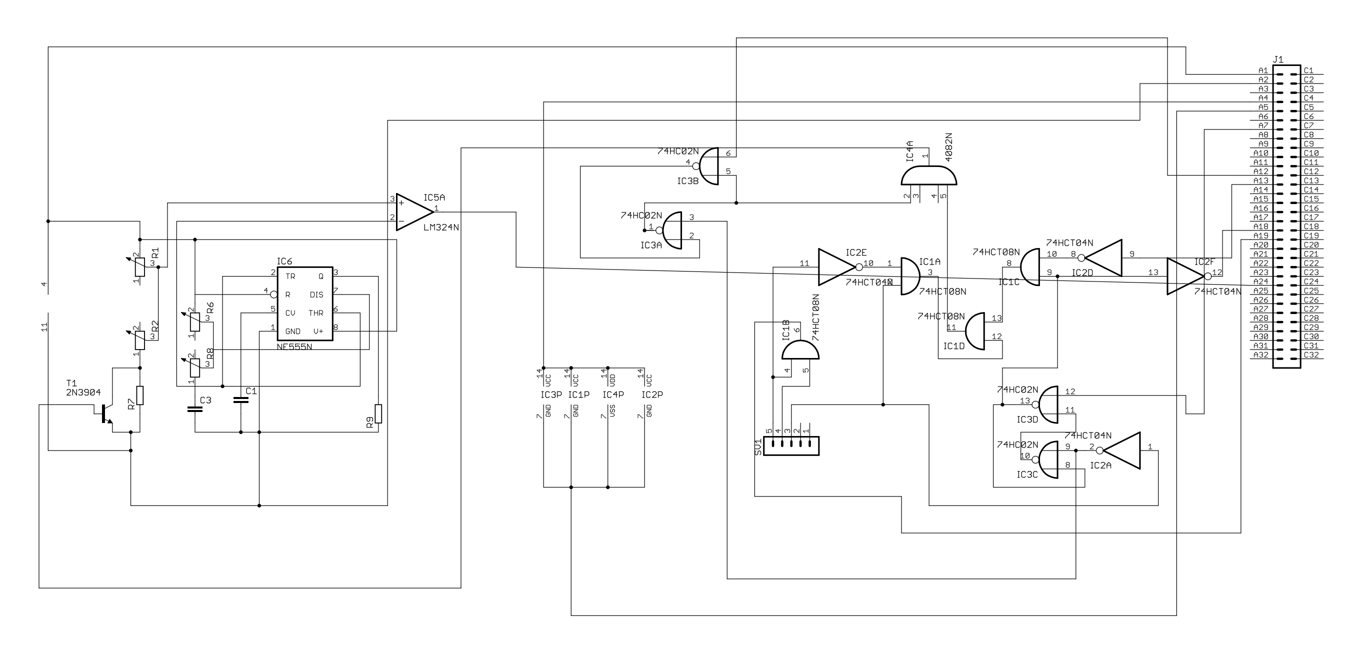



Abbildung 30: Schematics - Steuerung und Alkoholtester

Tabelle 10: Bauteilliste - Steuerung und Alkoholtester

| Anzahl | Bauteiltyp | Bauteilspezifikation/-wert |
|---|---|---|
| 1 | AND (mit 4 Eingängen) | 74HCT08P |
| 1 | AND (mit 2 Eingängen) | HEF4082BP |
| 1 | NOR | SN74HC02N |
| 1 | NOT | PC74HCZo4P |
| 1 | Drehpotentiometer | $2500\,\Omega$ |
| 1 | Drehpotentiometer | $480\,\Omega$ |
| 2 | Messpins | - |
| 1 | Keramikkondensator | $22\,\text{nF}$ |
| 1 | OPV | LM324N |
| 1 | Widerstand | $1\,\text{k}\Omega$ |
| 1 | Gassensor | TGS822 |
| 1 | PC-Lüfter | N5010B1 |

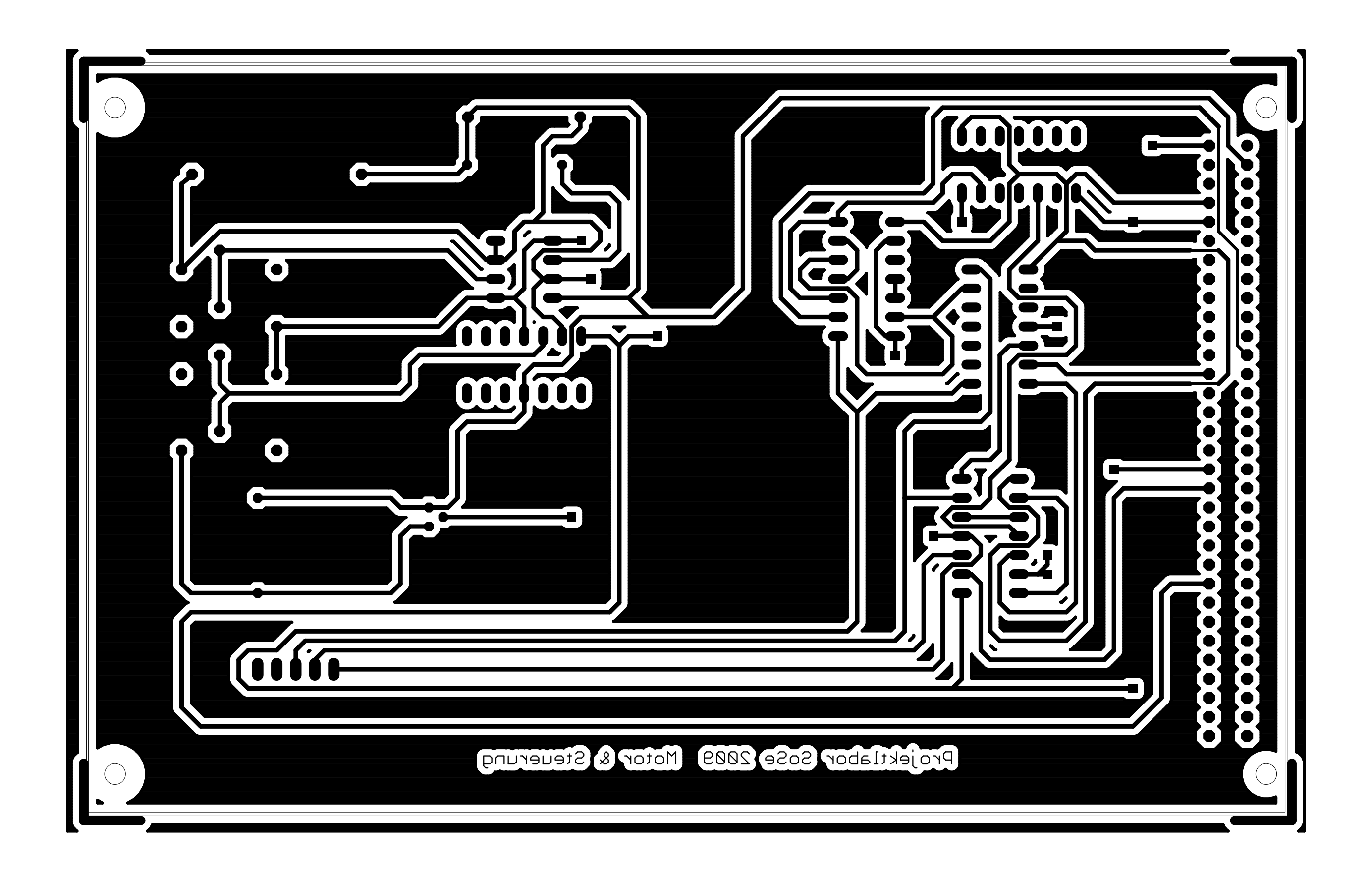



Abbildung 31: Layoutvorlage Bottom - Steuerung und Alkoholtester

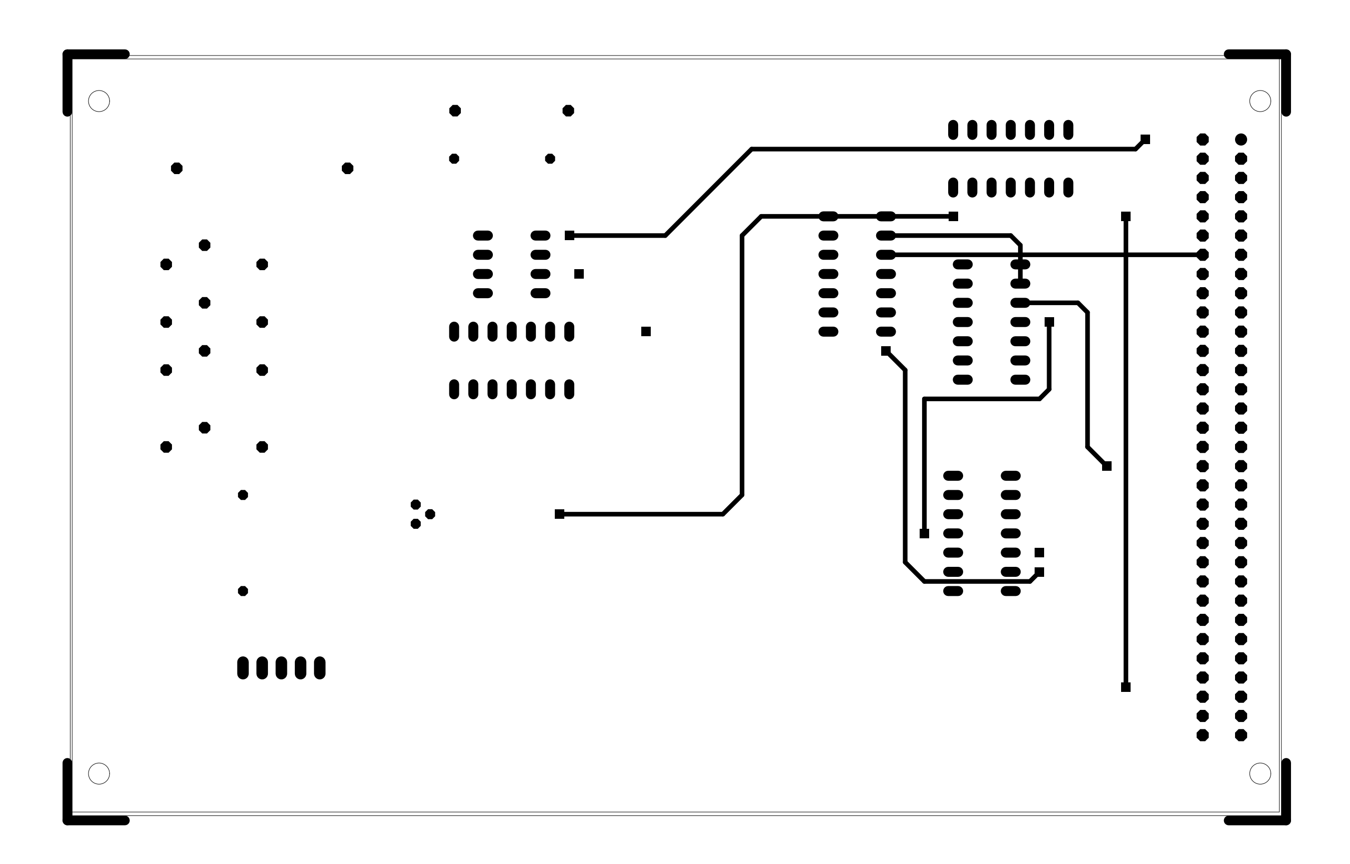


Abbildung 32: Layoutvorlage Top - Steuerung und Alkoholtester

Abbildung 33: Bestückung - Steuerung und Alkoholtester

## Gruppe 4 - Abstandsmessung

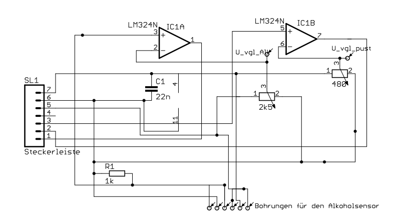



Abbildung 34: Schematics - Abstandsmessung

Tabelle 11: Bauteilliste - Abstandsmessung

| Anzahl | Bauteiltyp | Bauteilspezifikation/-wert |
|---|---|---|
| 1 | Fototransistor | SFH300 FA |
| 2 | Infrarotdioden | CQY99 |
| 3 | Omhmsche Widerstände | $\mathrm{R}_1 = \mathrm{R}_2 = 470\,\mathrm{k}\Omega$,$\mathrm{R}_5 = 22\,\Omega$ |
| 2 | Spindeltrimmer | $\mathrm{R}_3$ bis $100\,\mathrm{k}\Omega$, $\mathrm{R}_4$ bis $500\,\mathrm{k}\Omega$ |
| 1 | Operationsverstärker | LM324 |

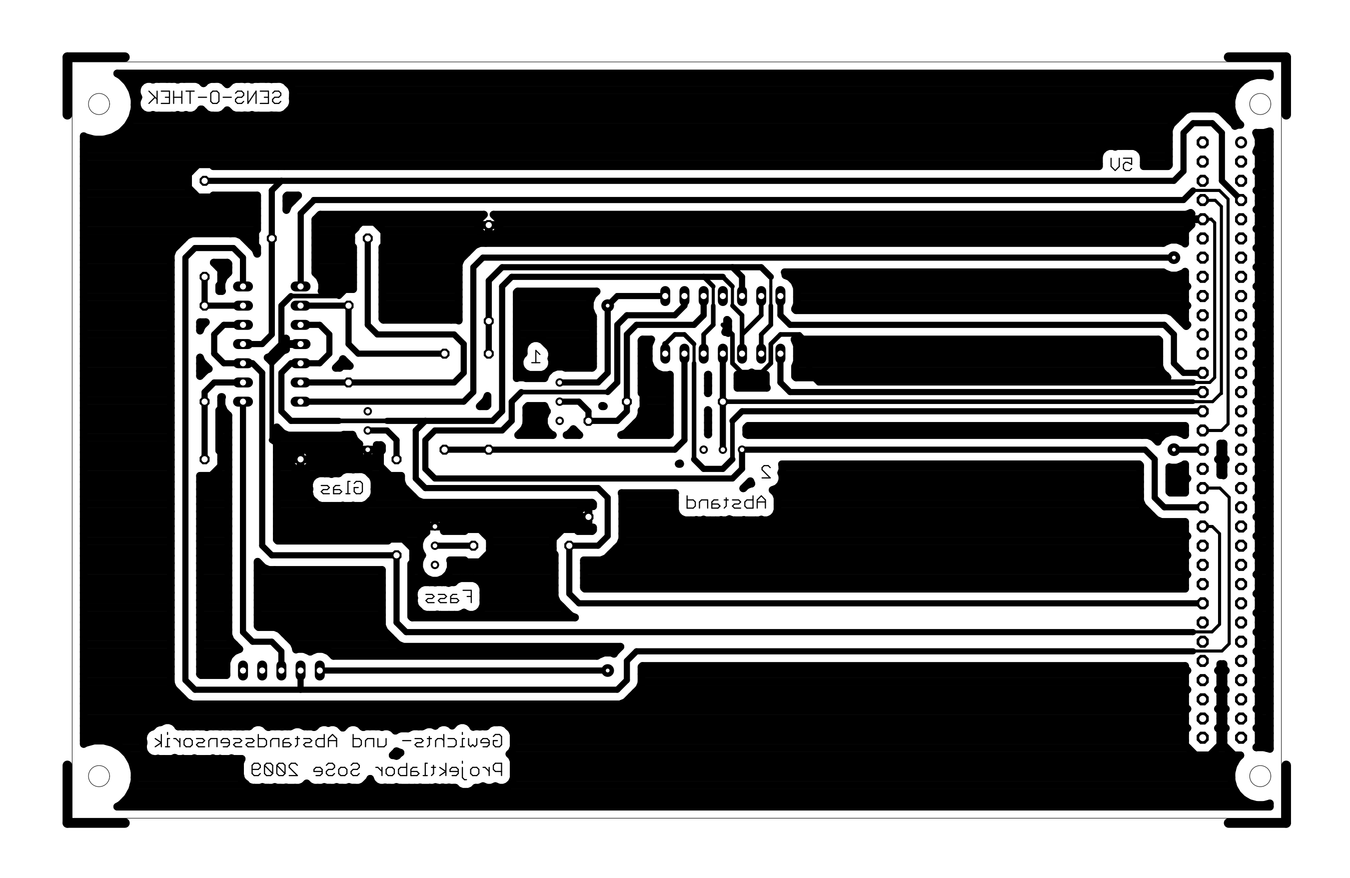



Abbildung 35: Layoutvorlage Bottom - Abstandsmessung

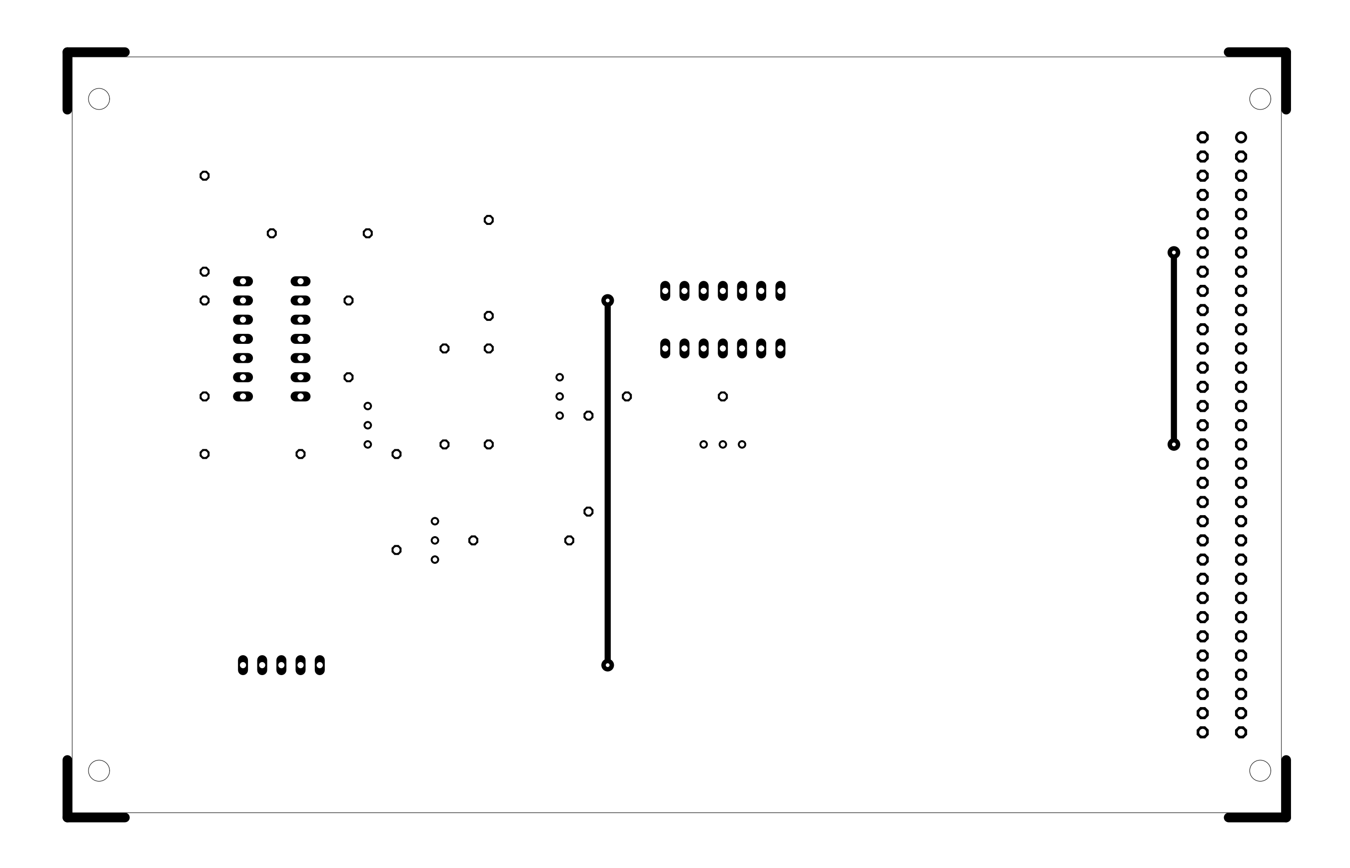


Abbildung 36: Layoutvorlage Top - Abstandsmessung

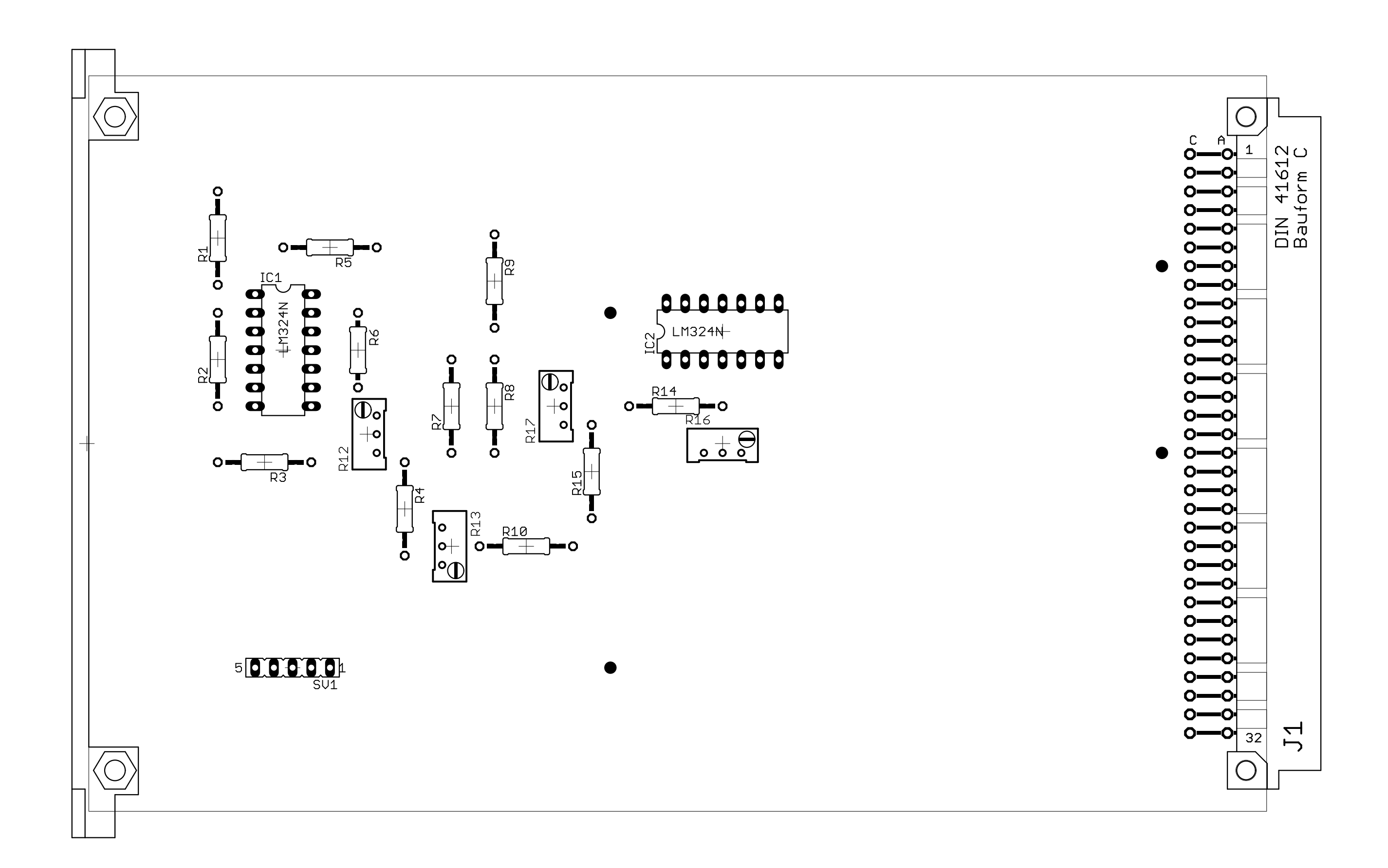



Abbildung 37: Bestückung - Abstandsmessung

## Gruppe 4 - Gewichtsmessung

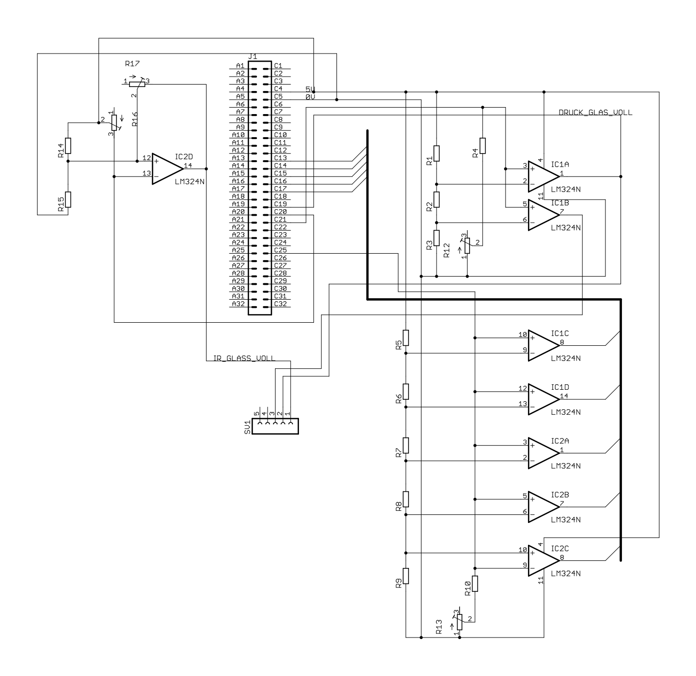



Abbildung 38: Schematics - Gewichtsmessung

Tabelle 12: Bauteilliste für die Gewichtsmessung

| Name | Typ/Wert |
|---|---|
| R1 | 22 kΩ |
| R2 | 6,2 kΩ |
| R3 | 22 kΩ |
| R5 | 20 kΩ |
| R6 | 1,8 kΩ |
| R7 | 2,7 kΩ |
| R7 | 2,7 kΩ |
| R9 | 22 kΩ |
| R10 | 20 kΩ |
| R12 | 5 kΩ |
| R13 | 25 kΩ |
| IC1 | LM324N |
| IC2 | LM324N |
| SV1 | 5-poliger Stecker |

## Gruppe 4 - Servosteuerung

Tabelle 13: Bauteilliste - Servosteuerung

| | | |
|---|---|---|
| 1 | ohmscher Widerstand | $100k\Omega\ Widerstand R_4$ |
| 1 | ohmscher Widerstand | $8,2k\Omega\ R_9$ |
| 5 | Potentiometer/Trimmer | $R_2, R_3, R_5, R_6, R_7$ |
| 1 | | $500k\Omega\ R_3$ |
| 1 | | $100\Omega\ R_2$ |
| 2 | | $25k\Omega\ R_5, R_6$ |
| 1 | | $200\Omega\ R_7$ |
| 1 | Kondensator | $100nF\ C_1$ |
| 1 | Kondensator | $10nF\ C_2$ |
| 1 | OPV | LM324 |
| 1 | Transistor | BC 337 |
| 1 | Servomotor | $(R_1)$ |

## Gruppe 5 - Lichtorgel

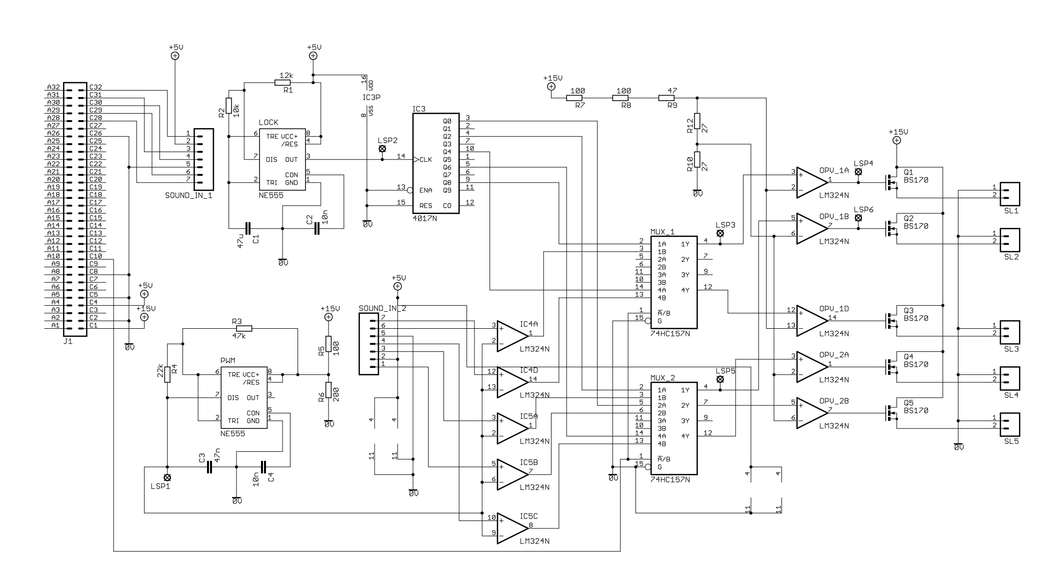


Abbildung 39: Schematics - Lichtorgel

Tabelle 14: Bauteilliste Lichtorgel Platine

| Anzahl | Bauteil | Wert/Typ |
|---|---|---|
| 1 | Widerstand | 200Ω |
| 3 | Widerstand | 100Ω |
| 1 | Widerstand | 47Ω |
| 2 | Widerstand | 27Ω |
| 1 | Widerstand | 47kΩ |
| 1 | Widerstand | 22kΩ |
| 1 | Widerstand | 12kΩ |
| 1 | Widerstand | 10kΩ |
| 9 | Kondensator | 100nF |
| 2 | Kondensator | 10nF |
| 1 | Kondensator | 47nF |
| 1 | Kondensator | 47$\mu$F |
| 5 | MOSFET | BS170 |
| 2 | Timerbaustein | NE555 |
| 4 | Operationsverstärker | LM324n |
| 2 | Multiplexer | M74HC$_1$57B1 |
| 1 | Binärcounter | HEF4017BP |
| 2 | Stecker | Con-Amp 7 polig |
| 5 | Stecker | Con-Amp 2 polig |
| 1 | Busstecker | VG 64 polig |
| 5 | Messspitzen | LSP |

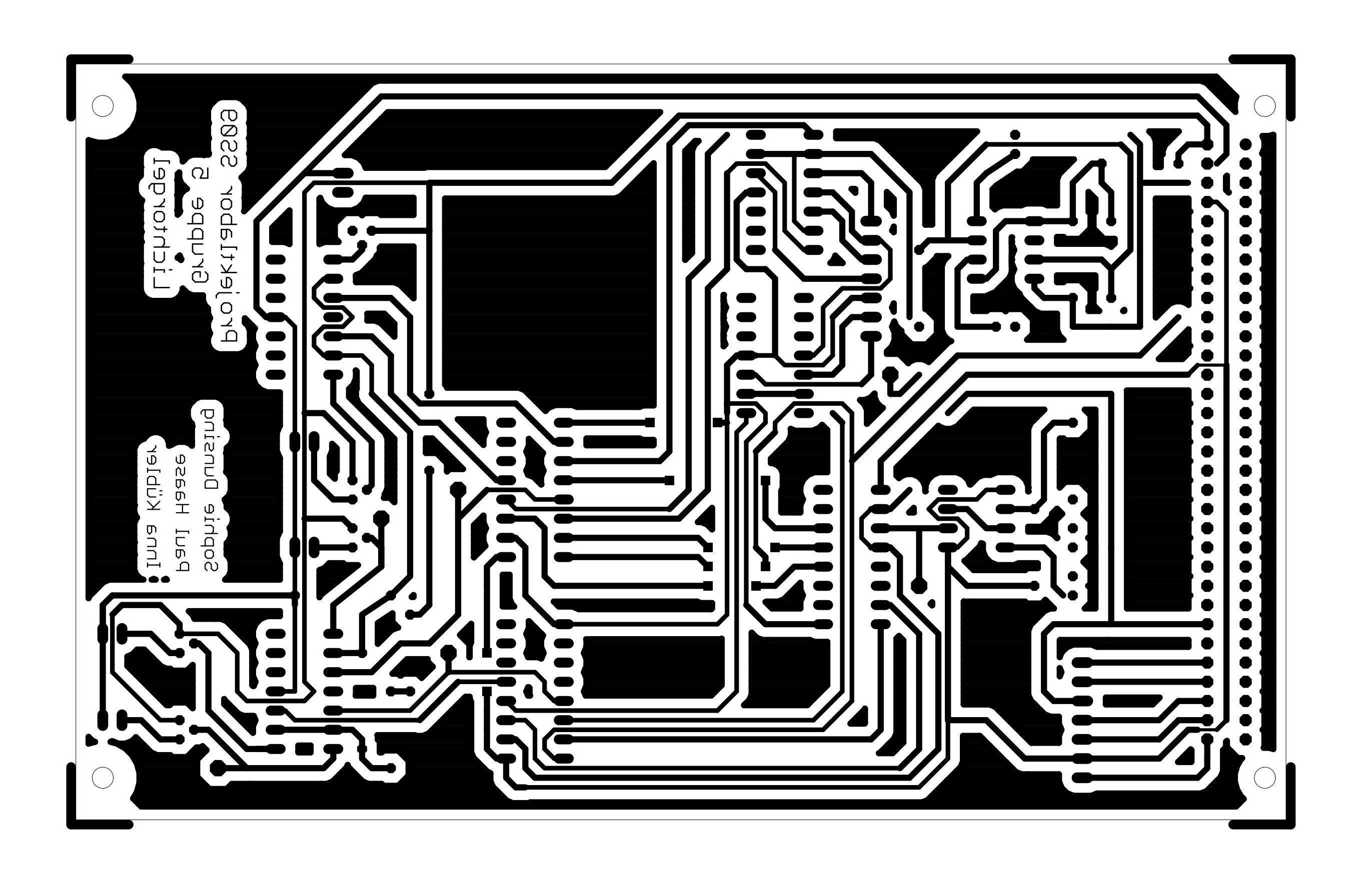



Abbildung 40: Layoutvorlage Bottom - Lichtorgel

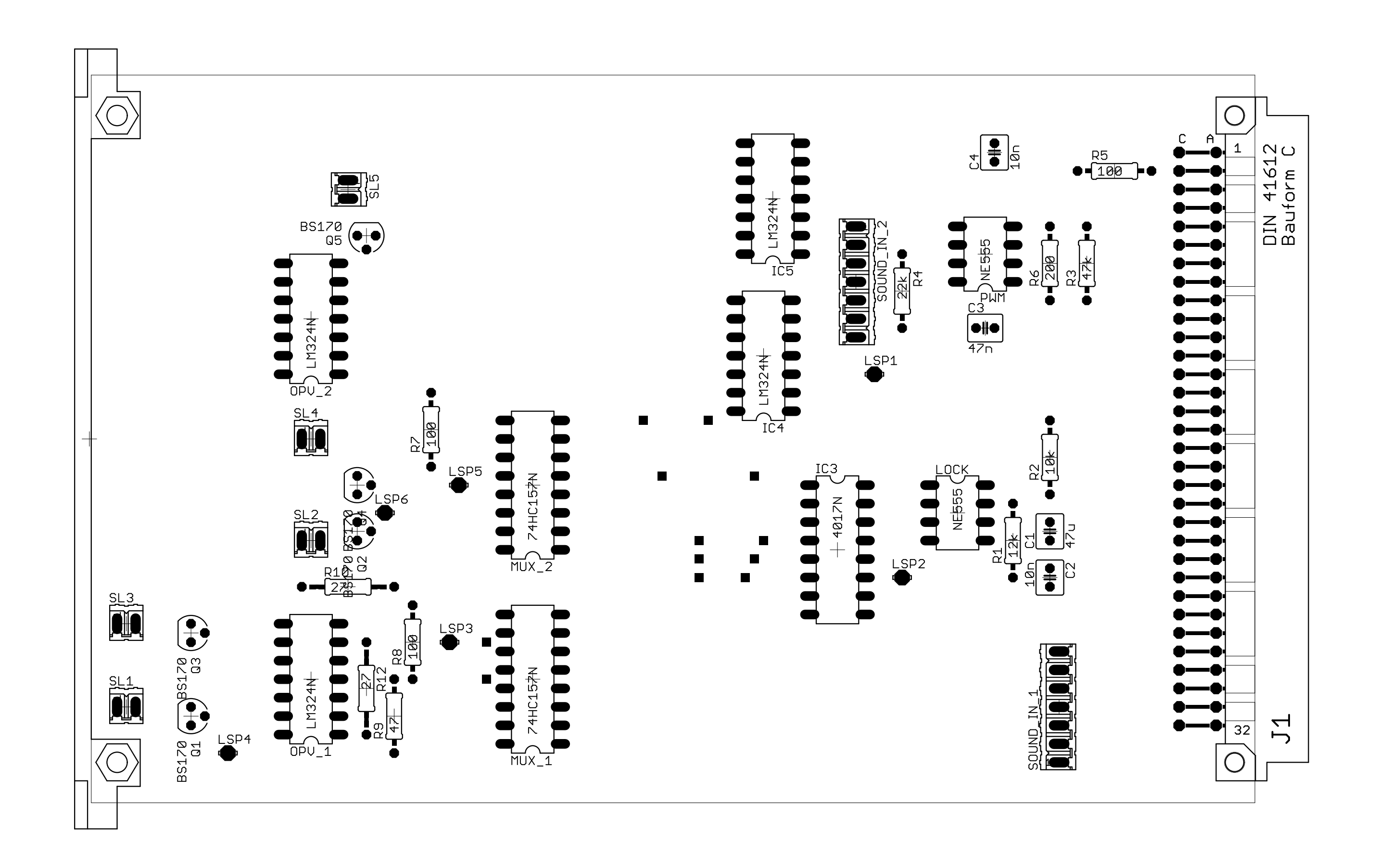



Abbildung 41: Bestückung - Lichtorgel

Tabelle 15: Bauteilliste Lichtorgel Extern

| Anzahl | Bauteil | Wert/Typ |
|---|---|---|
| 15 | Widerstand | 82Ω |
| 1 | Widerstand | 180Ω |
| 4 | Widerstand | 100Ω |
| 9 | Widerstand | 50Ω |
| 5 | Widerstand | 150Ω |
| 6 | Widerstand | 18Ω |
| 6 | Widerstand | 33Ω |
| 32 | Leuchtdioden | blau |
| 31 | Leuchtdioden | rot |
| 30 | Leuchtdioden | gelb |
| 36 | Leuchtdioden | Pink |
| 30 | Leuchtdioden | grün |

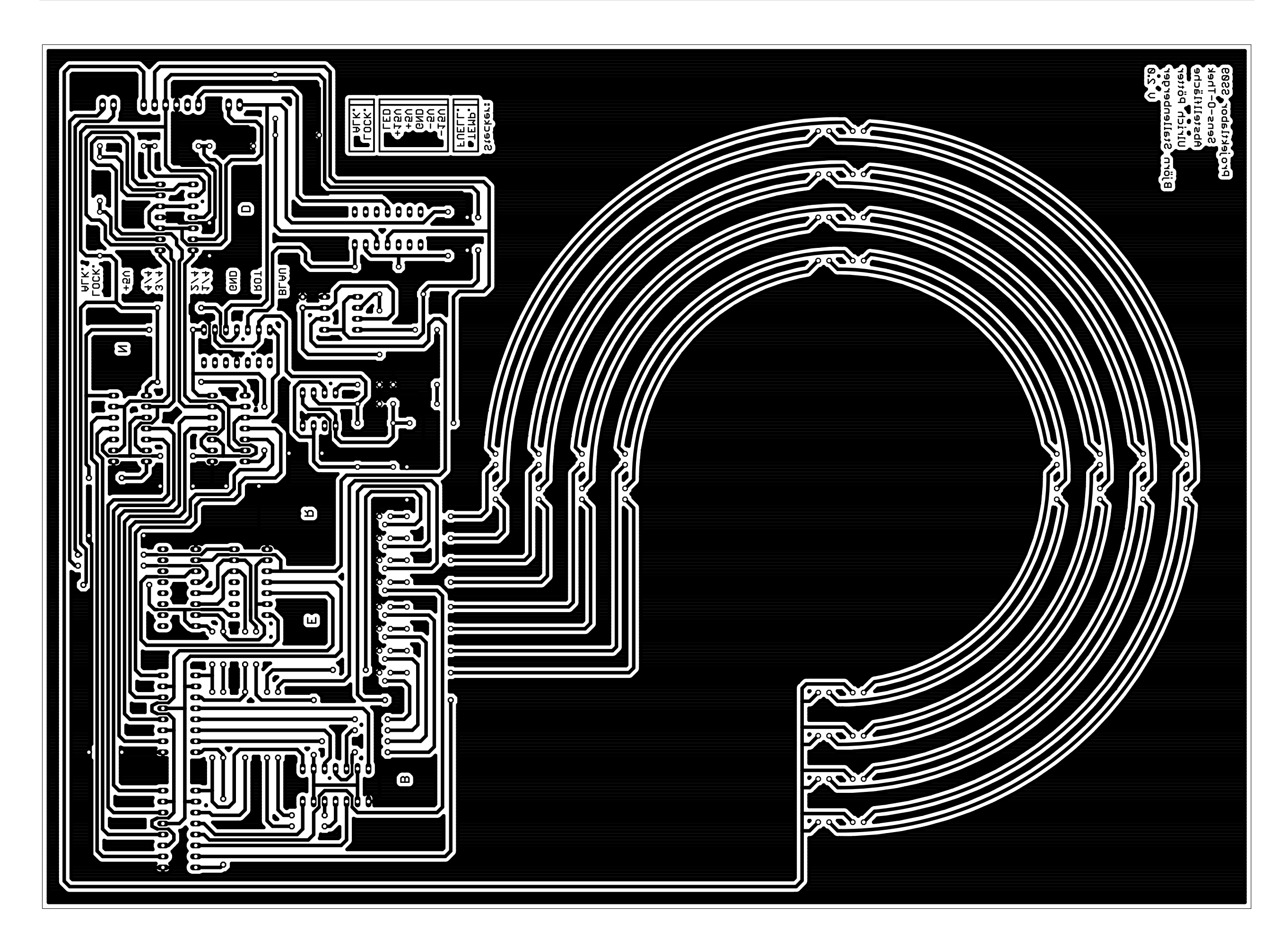


Abbildung 42: Layoutvorlage Bottom - Lichtorgel Extern

Abbildung 43: Bestückung - Lichtorgel Extern

## Gruppe 5 - Grundbeleuchtung

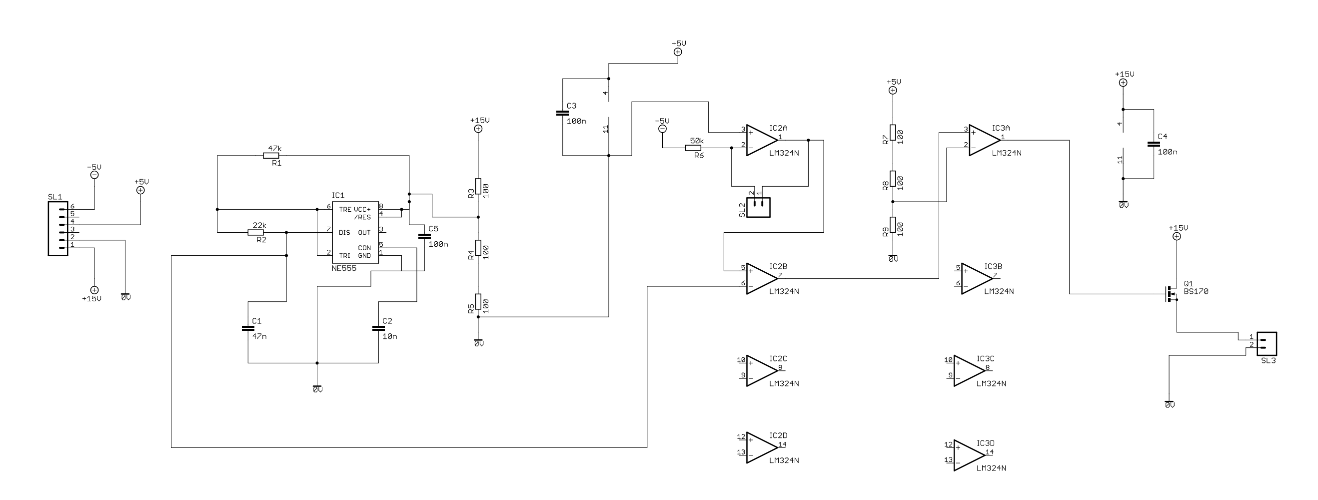



Abbildung 44: Schematics - Grundbeleuchtung

Tabelle 16: Bauteilliste Grundbeleuchtung

| Anzahl | Bauteil | Wert/Typ |
|---|---|---:|
| 6 | Widerstand | 100Ω |
| 2 | Widerstand | 47kΩ |
| 1 | Widerstand | 22kΩ |
| 3 | Kondensator | 100nF |
| 1 | Kondensator | 10n |
| 1 | Kondensator | 47nF |
| 1 | Timerbaustein | NE555 |
| 1 | Operationsverstärker | LM324n |
| 1 | MOSFET | BS170 |
| 2 | Stecker | Con-Amp 2-polig |
| 1 | Stecker | Con-Amp 6-polig |

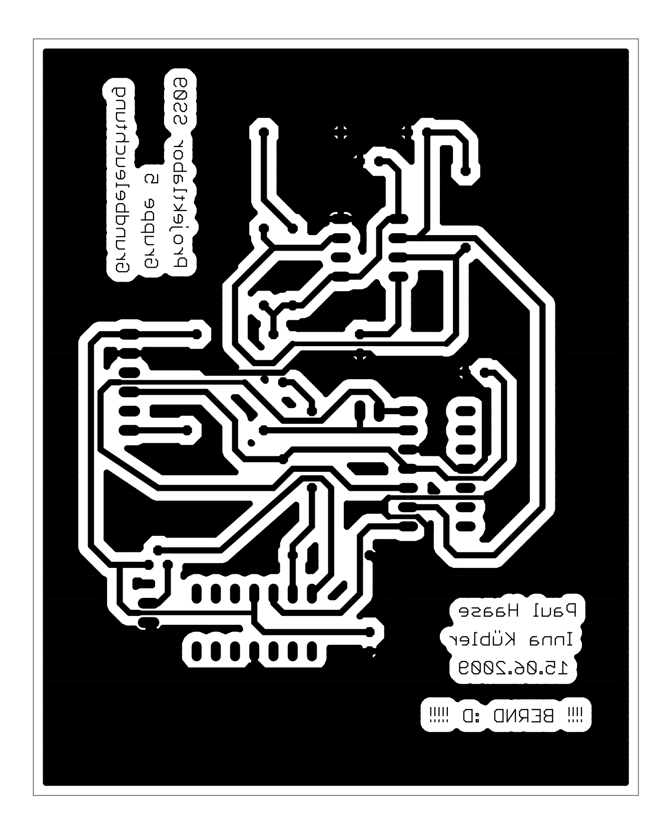



Abbildung 45: Layoutvorlage Bottom - Grundbeleuchtung

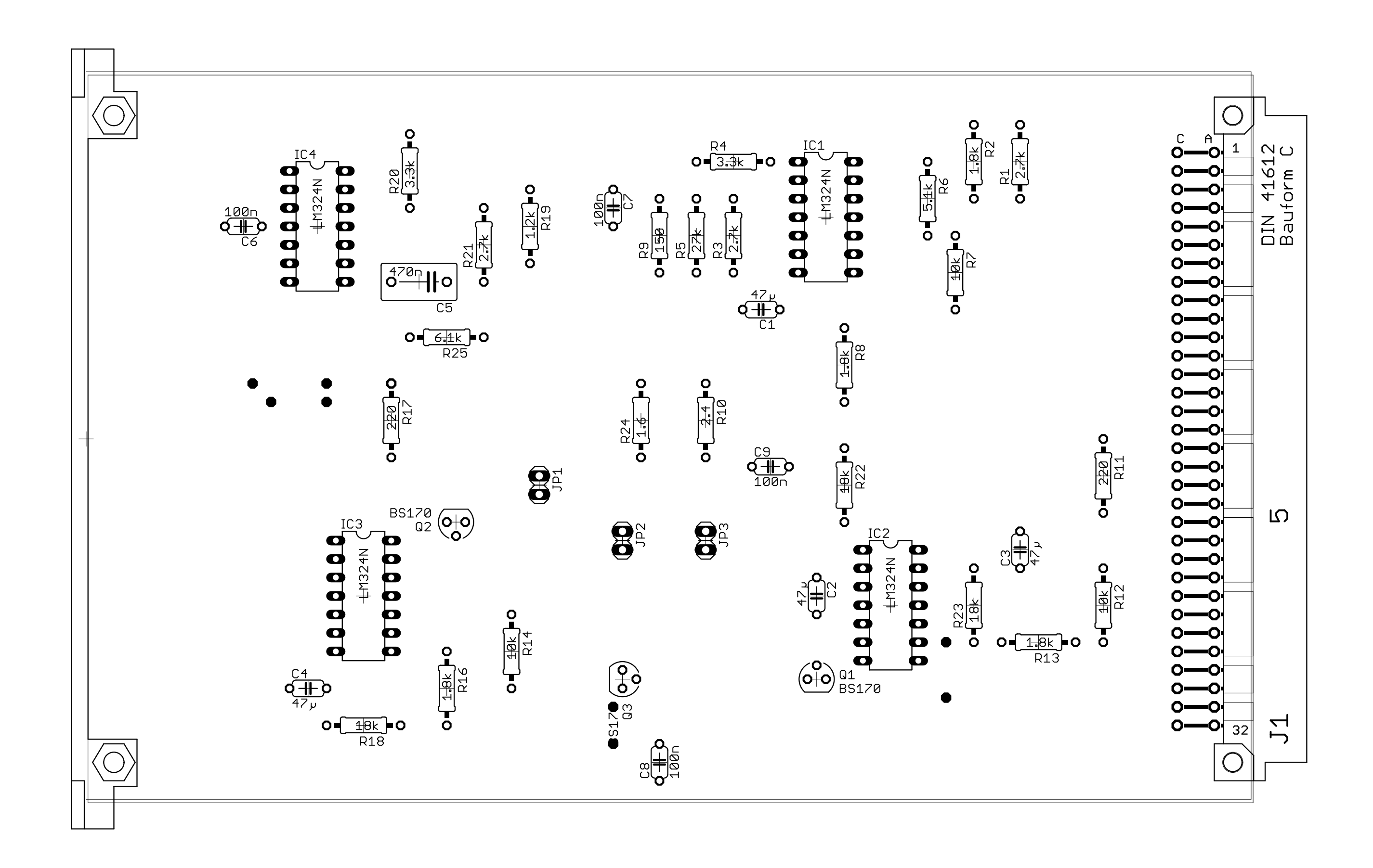



Abbildung 46: Bestückung - Grundbeleuchtung

Tabelle 17: Bauteilliste Grundbeleuchtung Extern

| Anzahl | Bauteil | Wert/Typ |
|---|---|---|
| 6 | Widerstand | 100Ω |
| 1 | Potentiometer | 47kΩ |
| 50 | Leuchtdioden | weiß |

## Gruppe 5 - Getränkefüllstands- und Temperaturanzeige

Tabelle 18: Bauteilliste für die gesamte Platine (Teil 1)

| Bezeichnung | Bauteil | Bauform | Wert |
|---|---|---|---|
| ALK_LOCK | Stecker | Platinensteckverbinder 2-polig | - |
| AND1 | AND-Gatter | CMOS | 4081 |
| AND2 | AND-Gatter | CMOS | 4081 |
| AND3 | AND-Gatter | CMOS | 4081 |
| AND4 | AND-Gatter | CMOS | 4081 |
| C_DE1 | Kondensator | Keramikkondensator | 47 [nF] |
| C_DE2 | Kondensator | Keramikkondensator | 10 [nF] |
| C_RE1 | Kondensator | Keramikkondensator | 10 [nF] |
| C_RE2 | Kondensator | Keramikkondensator | 47 [$\mu$F] |
| FUELL_TEMP | Stecker | Platinensteckverbinder 2-polig | - |
| LED_B11 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B12 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B13 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B14 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B21 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B22 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B23 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B24 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B31 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B32 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B33 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B34 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B41 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B42 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B43 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_B44 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R11 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R12 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R13 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R14 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R21 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R22 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R23 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R24 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R31 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R32 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R33 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R34 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R41 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R42 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R43 | Leuchtdiode | 5mm | - |
| LED_R44 | Leuchtdiode | 5mm | - |

Tabelle 19: Bauteilliste für die gesamte Platine (Teil 2)

| Bezeichnung | Bauteil | Bauform | Wert |
|---|---|---|---|
| MUX1 | Multiplexer | CMOS | 4019 |
| MUX2 | Multiplexer | CMOS | 4019 |
| NE_DE | Timer-IC | NE555 | - |
| NE_RE | Timer-IC | NE555 | - |
| NOT1 | NOT-Gatter | CMOS | 4049 |
| OPV1 | Operationsverstärker | LM324 | - |
| OPV2 | Operationsverstärker | LM324 | - |
| OPV3 | Operationsverstärker | LM324 | - |
| Q_B1 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| Q_B2 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| Q_B3 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| Q_B4 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| Q_R1 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| Q_R2 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| Q_R3 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| Q_R4 | Transistor | MOSFET | BS170 |
| R_DE1 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 1 [kΩ] |
| R_DE2 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 47 [kΩ] |
| R_DE3 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 1 [kΩ] |
| R_DE4 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 22 [kΩ] |
| R_DE5 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 1 [kΩ] |
| R_LED_B1 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 220 [Ω] |
| R_LED_B2 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 220 [Ω] |
| R_LED_B3 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 220 [Ω] |
| R_LED_B4 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 220 [Ω] |
| R_LED_R1 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 330 [Ω] |
| R_LED_R2 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 330 [Ω] |
| R_LED_R3 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 330 [Ω] |
| R_LED_R4 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 330 [Ω] |
| R_RE1 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 12 [kΩ] |
| R_RE2 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 10 [kΩ] |
| R_ST1 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 470 [kΩ] |
| R_ST2 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 1 [MΩ] |
| R_ST3 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 1 [MΩ] |
| R_ST4 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 1 [MΩ] |
| R_ST5 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 470 [kΩ] |
| R_SUB_1 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 4, 7 [kΩ] |
| R_SUB_2 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 4, 7 [kΩ] |
| R_SUB_3 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 4, 7 [kΩ] |
| R_SUB_4 | Widerstand | Kohleschichtwiderstand | 4, 7 [kΩ] |
| SUPPLY | Stecker | Platinensteckverbinder 6-polig | - |

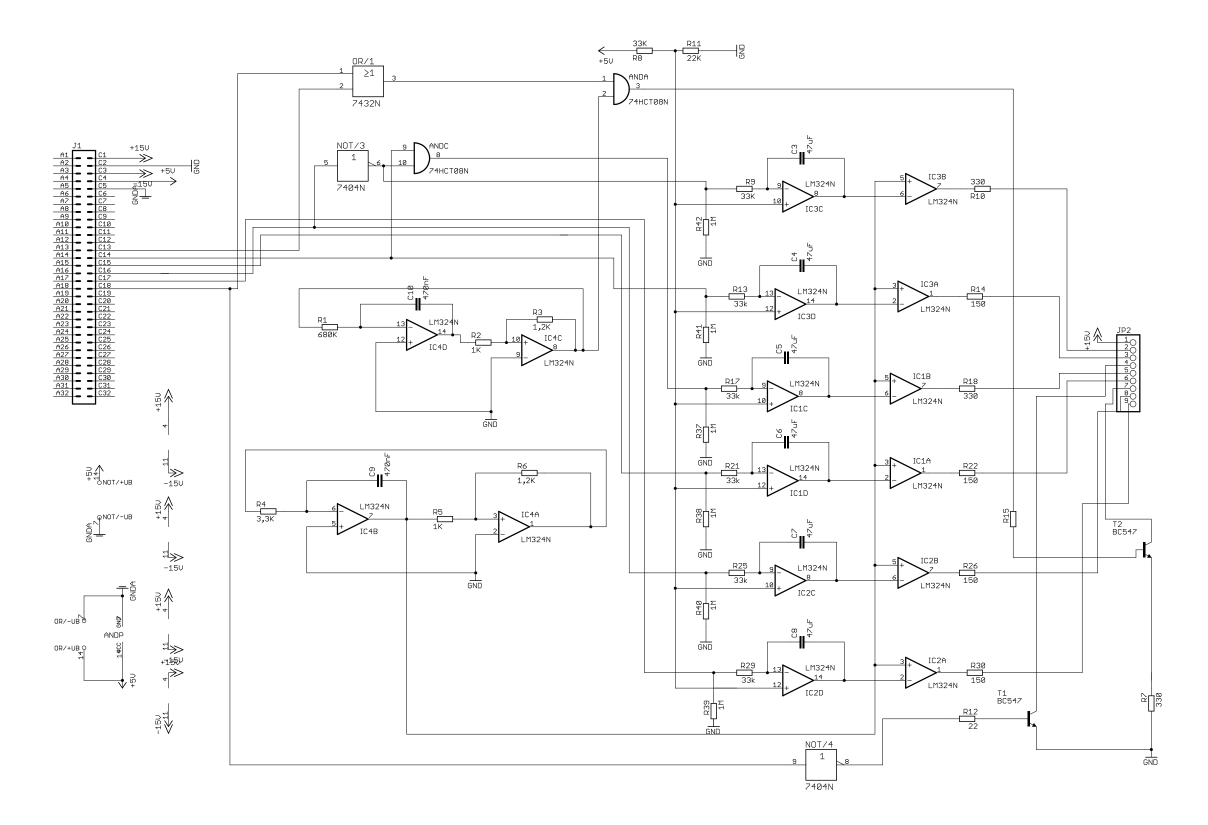



Abbildung 47: Schematics - Füllstandsanzeige

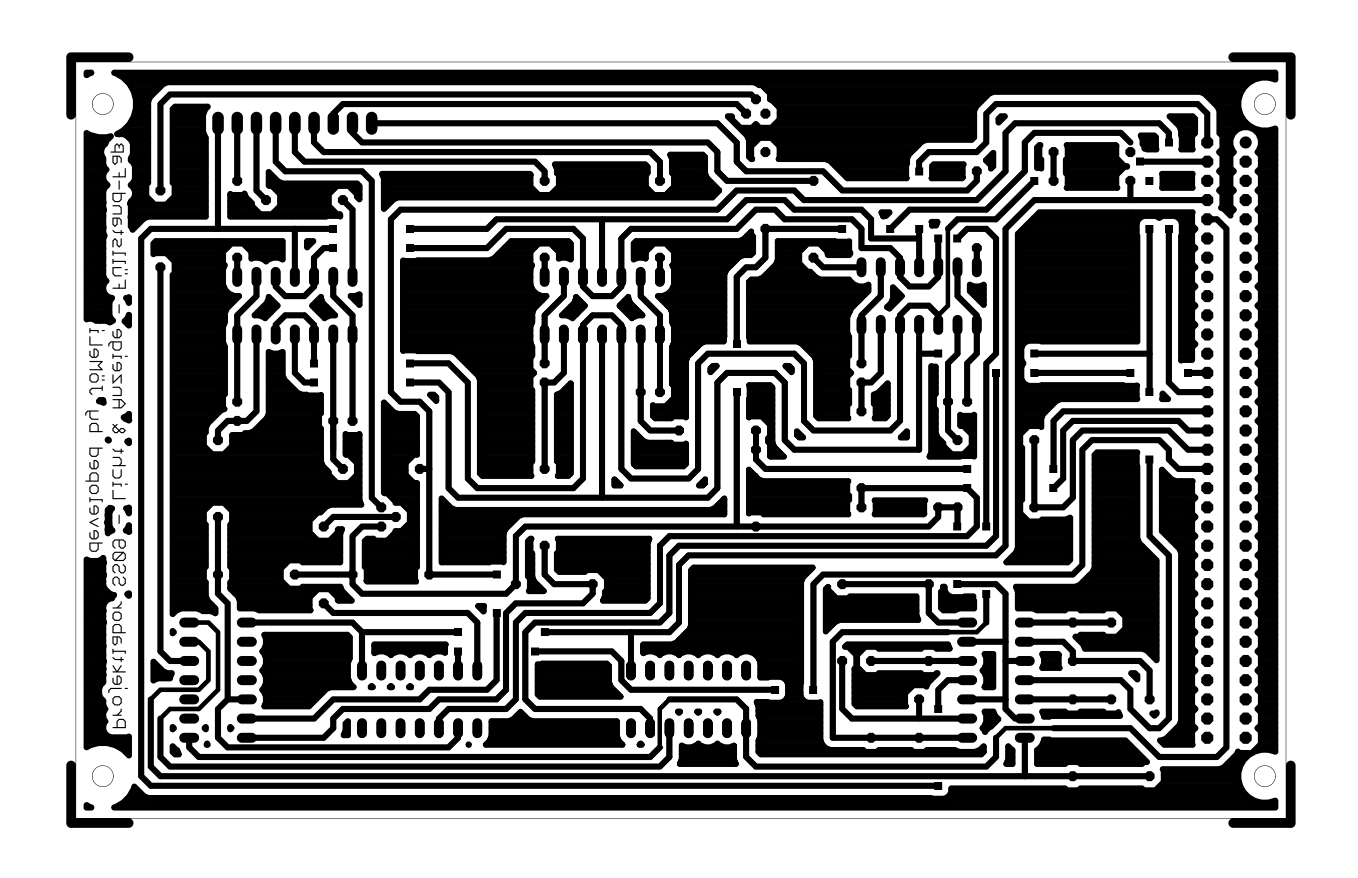


Abbildung 48: Layoutvorlage Bottom - Füllstandsanzeige

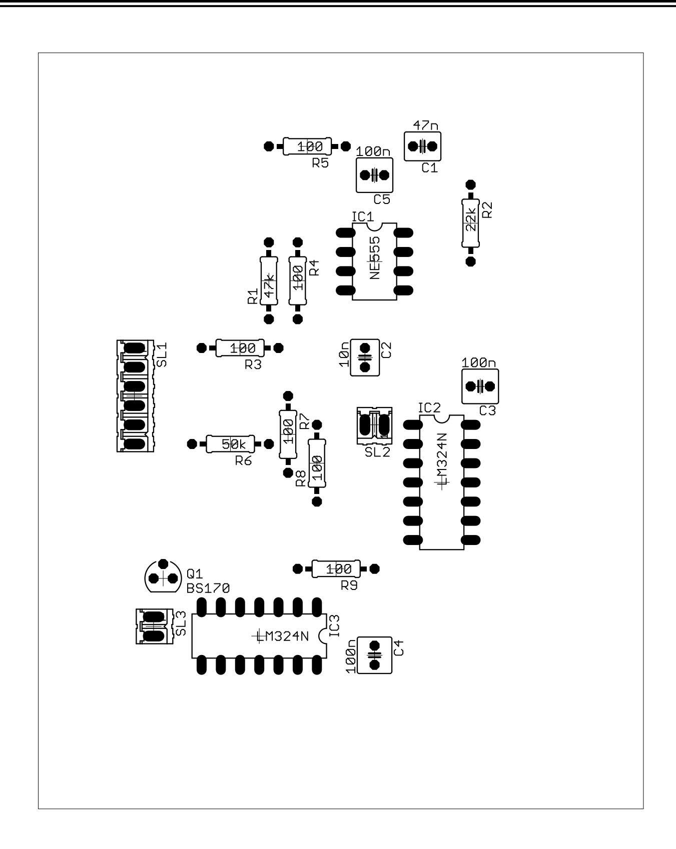



Abbildung 49: Bestückung - Füllstandsanzeige

**Layout und Koordination:** Daniel Menzel

**Abschlussberichtsbeauftragte:** Jan Böcker, Marcel Couvé,
Christian Brüning, Ahmed Charour,
Hai Le Dang, Daniel Menzel
Guido Hinze, Max Huhn,
Paul Haase

**Redaktion:** Daniel Menzel und Jörg Ferdinand

Erstellt mit LaTeX.

Versionsnummer der Vorlage: 0.9

Erstellungsdatum: 9. Juli 2009 16:14